


ENGIN.
LIBRARY


LIBRARY
OF THE
UNIVERSITY
OF
CALIFORNIA





L'ONDE ÉLECTRIQUE

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE

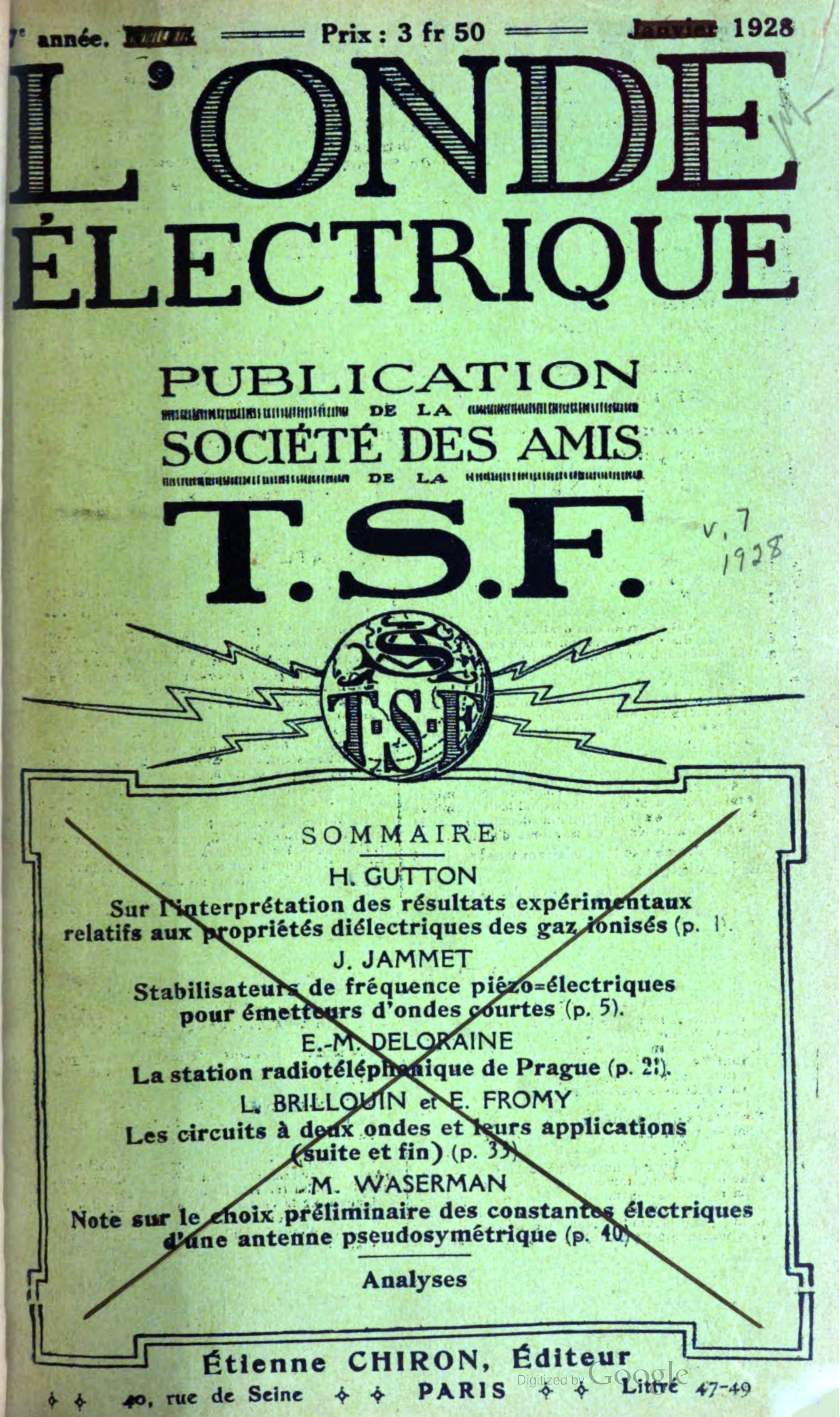
PUBLIÉE PAR

LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

1928

7e ANNÉE

ÉTIENNE CHIRON, ÉDITEUR
40, RUE DE SEINE
PARIS



7e année. [redacted] Prix : 3 fr 50 [redacted] 1928

L'ONDE ÉLECTRIQUE

PUBLICATION DE LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA

T.S.F.

SOMMAIRE

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine PARIS Littré 47-49

Imp. de la Société Astronomique de France, 8 *ter*, Faubourg Madel

SUR L'INTERPRÉTATION DE RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX RELATIFS AUX PROPRIÉTÉS DIÉLECTRIQUES DES GAZ IONISÉS

par **H. GUTTON,**

Licencié ès sciences
Laboratoire de Physique de la Faculté des Sciences de Nancy.

Nous avons décrit (*Onde Elecrique*, p. 137, avril 1927) des expériences faites en vue d'étudier les propriétés diélectriques des gaz ionisés. Elles nous ont conduit aux conclusions suivantes : lorsque l'ionisation du gaz est grande, il n'est plus possible, comme dans la théorie de Eccles, d'admettre que n'interviennent pas les actions mutuelles entre les ions et la diminution apparente de la constante diélectrique du gaz ne reste pas proportionnelle au nombre d'ions par centimètre cube. Cette constante diélectrique ne devient pas négative. Nous avons montré en outre que si les actions mutuelles entre les ions déterminaient l'existence d'une période d'oscillation moyenne des particules électrisées, les résultats que nous avons obtenu en expérimentant pour des pressions, des ionisations et des longueurs d'ondes variées s'expliquaient complètement.

M. P. O. Pedersen dans un intéressant mémoire publié par la Société des Sciences Danoises et intitulé *La propagagtion des radio-ondes le long de la surface de la terre et dans l'atmosphère*, consacre quelques pages à nos expériences et pense les expliquer sans modifier la théorie de Eccles. Cette explication ne nous paraît pas d'accord avec les résultats expérimentaux et ne peut par suite remplacer celle que nous avons proposée dans l'*Onde Electrique* en avril 1927.

Le principe de la méthode que nous avons employée est le suivant : un résonateur est disposé, en couplage lâche, dans le champ électromagnétique d'un oscillateur à ondes courtes fonctionnant à amplitude constante et dont on peut faire varier la fréquence. Entre les armatures du condensateur de ce résonateur est disposé

un tube contenant de l'air ou de l'hydrogène à basse pression, ionisé par le passage de décharges. Une soudure thermoélectrique intercalée sur le résonateur sert à y mesurer l'intensité du courant.

En modifiant la fréquence de l'oscillateur, nous cherchons et mesurons la fréquence pour laquelle le courant de résonance est maximum. Nous déterminons, d'autre part, l'intensité de ce courant. Ces mesures ont été faites avec deux résonateurs, dont les longueurs d'ondes lorsque le gaz n'est pas ionisé sont respectivement 408 et 217 centimètres. Nous avons tracé, à pression constante du gaz, des courbes qui, pour des ionisations croissantes représentent par l'ordonnée et l'abscisse de leurs points le carré de l'intensité maximum du courant dans le résonateur et la longueur d'onde correspondante.

Pour quelques points de ce diagramme, nous avons, déterminé la courbe de résonance du résonateur afin de connaître son amortissement. Nous avons constaté que, l'ionisation étant assez grande pour faire apparaître les phénomènes que nous cherchions à expliquer, l'amortissement du résonateur n'était pas encore suffisant pour que la fréquence de résonance mesurée diffère de plus de $\frac{1}{10\,000}$ de la fréquence sans amortissement du résonateur. Il est d'ailleurs bien connu que l'amortissement d'un système oscillant à peu d'influence sur la période de résonance et que des variations sensibles de fréquence ne se produisent que pour des amortissements tellement grands que les phénomènes de résonance deviennent alors très peu observables.

De ce résultat expérimental, on doit conclure que la longueur d'onde mesurée dans nos expériences peut être prise, sans erreur sensible, comme égale à la longueur d'onde sans amortissement. Puisque la self-induction du résonateur reste constante, les variations de longueur d'onde observées lorsqu'on ionise le gaz doivent être uniquement attribuées à des variations de capacité et par suite à des variations apparentes de la constante diélectrique du gaz ionisé.

Les variations d'intensité du courant de résonance sont au contraire fonction de l'amortissement par dissipation d'énergie dans le gaz ionisé.

M. P. O. Pedersen, sans tenir compte du fait expérimental que l'amortissement modifie d'une façon négligeable la période d'oscillation mesurée, cherche au contraire dans une telle modification l'explication des phénomènes que nous avons observés.

Il assimile notre résonateur à un circuit oscillant constitué de la manière suivante (fig. 1); une self L, celle du fil du résonateur, une capacité invariable C, celle qui correspond aux régions du champ qui restent dans l'air atmosphérique non ionisé; en dérivation sur ce condensateur, il imagine un condensateur C′ dont le gaz est ionisé, il lui adjoint une résistance *r* en dérivation pour re-

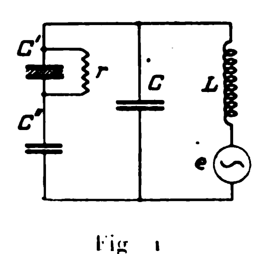


Fig. 1

présenter la conductivité du gaz; en série avec ce dernier condensateur, il en suppose un second C″ dont la capacité correspond au gaz atmosphérique non ionisé, qui se trouve entre le tube à gaz et les armatures du résonateur. Il calcule la période de résonance lorsqu'on fait varier la fréquence d'une force électromotrice

$$e = E \sin \omega t$$

qui agit le long du circuit oscillant. Dans l'expression mathématique de cette période intervient la résistance *r*. M. P. O. Pedersen attribue à cette influence de la résistance, que nous avons trouvée négligeable et non mesurable, les phénomènes observés. Il montre que si cette influence a une grandeur suffisante, le calcul donne des formes de courbes qui ressemblent beaucoup à celles que nous avons obtenues. Il admet, en particulier, que la constante diélectrique du gaz peut devenir négative pour des ionisations assez grandes, que la capacité C′ se comporte alors comme une self et que l'ensemble C′C″ peut arriver à être en résonance sur la fréquence excitatrice.

Depuis la publication de nos expériences, nous en avons fait d'autres pour lesquelles le condensateur du résonateur était dans l'intérieur du tube à gaz ionisé. Il a fallu utiliser de très faibles capacités pour qu'un amortissement trop considérable du résonateur ne fasse pas disparaître tout phénomène de résonance. Ces der-

nières expériences nous ont conduit aux mêmes conclusions que les premières et cependant le condensateur C″ du schéma proposé par M. Pedersen, qui est nécessaire à son explication, n'existe plus.

Nous signalerons enfin une autre raison pour laquelle l'explication de M. Pedersen ne peut convenir. Dans le calcul de la période de résonance, M. Pedersen suppose une force électromotrice e d'amplitude constante, or nous n'avons pas opéré exactement dans ces conditions. L'oscillateur fonctionne à amplitude constante et à fréquence variable, le flux qu'il avait à travers le résonateur est alors de la forme

$$\varphi = \Phi \cos \omega t,$$

où Φ est constant. La force électromotrice induite dans le résonateur est donc

$$e = -\frac{d\varphi}{dt} = \Phi\omega \sin \omega t,$$

son amplitude est proportionnelle à la fréquence. Si on calcule dans ces conditions le courant de résonance, on trouve que si l'amortissement n'était pas négligeable le courant serait maximum pour une fréquence un peu supérieure à la fréquence sans amortissement du résonateur. Lorsqu'on fait le calcul pour une force électromotrice d'amplitude constante, la fréquence trouvée est, au contraire un peu inférieure. Si donc on voulait attribuer aux petites différences entre la fréquence sans amortissement et la fréquence mesurée l'explication des phénomènes observés, il faudrait supposer une influence exactement inverse de celle que suppose M. Pedersen.

Nous continuons à penser que nos expériences montrent que la théorie de Eccles n'est valable que pour de faibles ionisations, d'autant plus faibles que la longueur d'onde est plus grande; que les actions mutuelles entre les ions font intervenir des phénomènes dont nos expériences révèlent l'existence et dont il faut tenir compte, ainsi que nous l'avons expliqué, lorsqu'on étudie la propagation des ondes radiotélégraphiques dans la haute atmosphère.

H. GUTTON.



STABILISATEURS DE FRÉQUENCE PIÉZO-ÉLECTRIQUES POUR ÉMETTEURS D'ONDES COURTES

par J. JAMMET.

SOMMAIRE. — L'utilisation de plus en plus fréquente des ondes courtes pour réaliser des communications à longue distance a posé quelques problèmes nouveaux dont celui de la stabilisation de la fréquence est peut-être le plus important. Des solutions extrêmement ingénieuses ont été proposées, dont celle utilisée par la S F.R. et décrite dans l'*Onde Electrique* n° 54 peut être être citée en exemple, et donne la mesure des difficultés à vaincre pour obtenir une onde stable lors de l'emploi de très hautes fréquences

Nous nous sommes proposés de stabiliser la fréquence d'un émetteur de 50 mètres de longueur d'onde au moyen du dispositif bien connu du quartz piézo-électrique. Nous n apporterons donc ici aucune nouveauté théorique, mais seulement des renseignements pratiques sur la mise au point d'un tel système, mise au point qui est toutefois délicate, et nous a coûté bien du temps et des tâtonnements avant de nous donner les résultats espérés. Nous croyons donc faire œuvre utile en évitant tous ces déboires à ceux qui veulent travailler dans cette voie, et en leur fournissant les éléments de base que nous eu quelque peine à réunir Nous donnerons donc, d'abord un exposé très élémentaire des phénomènes piézo-electriques, qui ont été décrits ici même mieux que nous ne saurions le faire, puis, après un coup d'œil rapide sur quelques-unes de leurs applications, une description détaillée de la solution que nous avons été amené à adopter.

I. — LES PHÉNOMÈNES PIÉZO-ÉLECTRIQUES.

Ces phénomènes ont été étudiés pour la première fois d'une façon suivie par les frères Curie, qui en ont donné les grandes lois, ainsi que le Professeur Langevin. Un exposé de la théorie est donné par le Professeur Bouasse dans son cours de physique. Nous donnerons ici un résumé de cette étude.

Curie découvrit en 1882, que certains minéraux (quartz, tourmaline, etc...) s'électrisent sous l'influence de pressions ou de tractions. Une étude du phénomène permit de se rendre compte que cette électrisation produit sur la surface du cristal une couche fictive d'électricité, c'est-à-dire que l'effort mécanique polarise chaque molécule de la même façon qu'un champ magnétique polarise un morceau de fer : la molécule ne peut libérer l'électricité qui vient de se développer sur ses faces, et le cristal constitue ce que certains physiciens appellent un électret, par analogie avec un ai-

mant (magnet). Or, il va de soi que si l'effort, ou plutôt la déformation due à cet effort, est homogène, la polarisation des molécules due à cette déformation sera aussi homogène : il est alors facile d'appliquer les règles habituelles du calcul, qui nous indiquent qu'à une intensité de polarisation constante, correspond une densité de volume nulle, et une densité de surface proportionnelle à la grandeur de la projection du vecteur I, intensité de polarisation, sur la normale à la surface au point considéré.

Si alors on recouvre une portion de la surface du cristal au moyen d'un corps conducteur, le potentiel à l'intérieur de ce conducteur devant rester constant en chaque point, il apparaîtra sur la surface de séparation une couche d'électricité de signe contraire à celle qui se trouve sur le cristal, de même densité, et située à une distance de la première telle que le potentiel soit constant en tous les points du conducteur. Cette distance est, comme on le sait, fonction de la densité de la couche et du potentiel du cristal au point considéré, ainsi que du potentiel du conducteur, mais la densité de la couche qui apparaît sur ce dernier ne dépend que de celle de la couche fictive qui recouvre le cristal. La quantité d'électricité développée dans le conducteur est donc égale à celle qui recouvre la surface commune au cristal et au conducteur, quantité qui est elle-même égale, comme on l'a vu, au flux du vecteur I, intensité de polarisation à travers cette surface.

Le calcul indique immédiatement que, pour qu'un cristal soit piézo-électrique, une condition nécessaire est qu'il ne possède pas de centre. En effet, une traction ou une compression, qui est un tenseur, une quantité dirigée et possédant un signe, mais pas de sens, ne peut engendrer dans un milieu symétrique, une polarisation, qui est un vecteur, et possède une symétrie d'ordre inférieur. « L'asymétrie, dit Bouasse, ne se trouvant pas dans l'argent, doit se trouver dans le milieu ». Un cristal piézo-électrique n'aura donc pas de centre.

Nous ne pouvons entrer ici dans les considérations mathématiques qui permettent de calculer les coefficients qui lient les pressions, les déformations, et le vecteur intensité de polarisation suivant les diverses classes de cristaux qui n'admettent pas de centre, il serait en effet nécessaire de tracer une théorie des cristaux qui ne saurait entrer dans le cadre de cet exposé. Nous allons traiter seulement le cas particulier du quartz, qui s'est révélé à l'expérience comme le minéral piézo-électrique le plus intéressant.

Le Quartz. — Le quartz, ou silice cristallisée se présente sous la forme de prismes hexagonaux terminés par des faces formant à chacune de leurs extrémités une sorte de pyramide. Ce cristal appartient à la variété que l'on désigne sous le nom d'hémiédrie énantiomorphe du système rhomboédrique, c'est-à-dire que le cristal de quartz peut être considéré comme un rhomboèdre, cube déformé par traction suivant une grande diagonale, dans lequel on aurait opéré des troncatures, c'est-à-dire tranché par des plans les six autres sommets, et les arêtes les reliant aux deux sommets conservés. Les troncatures sont telles que le solide prend la forme que nous avons indiquée plus haut.

Eléments de symétrie. — Nous avons vu que le cristal ne possédait pas de centre. Ses éléments de symétrie consistent dans trois axes de symétrie binaire et un axe de symétrie ternaire. Nous allons expliquer en peu de mots la signification de ces expressions :

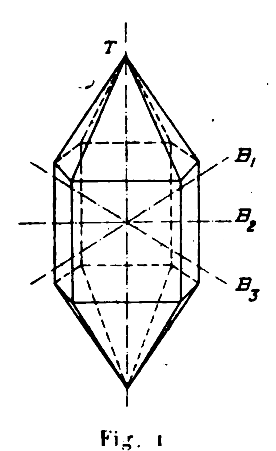


Fig. 1

On appelle axe de symétrie binaire un axe tel qu'en opérant autour de lui une rotation de 1/2 tour, le solide revienne coïncider avec lui-même' c'est ce que l'on appelle couramment axe de symétrie, chaque point du solide possédant un correspondant situé sur la même perpendiculaire à l'axe et diamétralement opposé.

Un axe de symétrie ternaire est un axe tel qu'une rotation de 1/3 de tour ramène le solide en coïncidence avec lui-même, autrement dit, chaque point du solide possède deux correspondants formant avec lui les trois sommets d'un triangle équilatéral, dont le plan est normal à l'axe ternaire, qui le perce en son centre.

L'axe ternaire du cristal de quartz sera évidemment dirigé suivant une parallèle aux génératrices du prisme, les trois axes binaires sont situés dans un même plan et font entre eux des angles de 2/3. En effet, la présence de l'axe ternaire et d'un seul axe binaire entraîne l'existence des deux autres engendrés par une rotation du premier autour de l'axe ternaire, d'un angle égal à 2/3 ou un multiple entier de 2/3. Les axes binaires du quartz passent par les arêtes longitudinales, et relient entre elles deux arêtes opposées.

Il est facile de se rendre compte que le phénomène de piézoélectricité n'aura pas lieu dans la direction de l'axe ternaire puisqu'il n'existe aucune dissymétrie dans cette direction. Il n'en est pas de même dans le plan des axes binaires; en effet, si nous considérons un point de l'un de ces axes, il forme avec ses deux homologues un triangle équilatéral dont les sommets sont sur les trois axes. Ces trois points déterminent donc sur chaque axe un sens de parcours depuis le centre du triangle, point de rencontre des axes, jusqu'au point considéré. Si donc on applique un effort, un tenseur, suivant l'axe, il peut se faire qu'il détermine une réaction, non plus tensorielle, mais vectorielle suivant cet axe, puisque les deux demi-droites opposées de celui-ci ne sont pas identiques. C'est bien ce que l'expérience montre : un effort symétrique par rapport à un axe binaire, c'est-à-dire parallèle ou normal à cet axe, développe dans le cristal une polarisation électrique parallèle à l'axe considéré.

Pour réaliser un appareil utilisant les propriétés piézo-électriques du quartz, il sera donc nécessaire de tailler un cristal de façon à

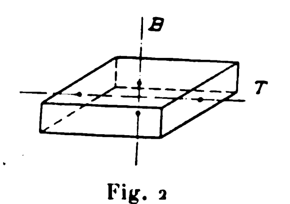


Fig. 2

faire apparaître deux faces normales à un des trois axes binaires, faces que l'on recouvrira des électrodes métalliques destinées à recueillir les quantités d'électricité développées par la production de la couche double. Les efforts pourront être appliqués, soit, suivant l'axe considéré, soit normalement à lui, mais toujours dans le plan des axes binaires. Un effort exercé suivant l'axe ternaire ne produit

aucun effet électrique. Il existe donc en définitive deux montages piézo-électriques : dans ces deux montages on taille dans un cristal un prisme droit à base rectangle dont les trois arêtes sont : l'une parallèle à l'un des axes binaires, la seconde parallèle à l'axe ternaire, la troisième étant normale au plan des deux autres (fig. 2). Les électrodes destinées à recueillir les quantités d'électricité développées sont toujours placées sur les faces normales à l'axe binaire. Les deux montages ne diffèrent que par la nature des faces sur lesquelles on exerce les efforts mécaniques; ces faces peuvent être, soit les faces portant les électrodes, soit les faces dont le plan est parallèle à la fois à l'axe ternaire et à l'axe binaire conservé. Autrement dit, les efforts, toujours normaux à l'axe ternaire peuvent être, soit parallèles, soit normaux à cet axe binaire.

Relations quantitatives. — Les relations liant entre elles les caractéristiques du cristal, les efforts mécaniques et les quantités d'électricité mises en jeu ne sont pas les mêmes pour les deux montages dont il vient d'être question.

1° *Efforts parallèles à l'axe binaire.* — La polarisation est elle-même, comme on l'a vu, parallèle aux efforts. Elle est proportionnelle, et ne dépend que des pressions, c'est-à-dire des efforts par unité de surface. Elle ne dépend pas de la distance entre faces. Autrement dit, quelle que soit l'épaisseur du cristal et l'aire des faces, la quantité d'électricité dégagée est proportionnelle à l'effort appliqué au cristal.

Si on évalue la pression sur les faces en kg/cm², et les quantités d'électricité en unités C.G.S., le coefficient de proportionnalité est égal à 0,0645, on a donc :

$$Q = 0{,}0645P \times S = 0{,}0645F.$$

P étant la pression et S l'aire de chaque électrode, F est la force appliquée.

2° *Efforts normaux à l'axe binaire.* — La quantité d'électricité produite est ici proportionnelle aux efforts et à l'aire des électrodes, mais dépend de l'épaisseur du cristal. En effet, si nous placions à la suite l'un de l'autre deux appareils montés de cette façon, et que nous comprimions le tout (fig. 3), la quantité d'électricité dégagée deviendra double de celle qui est dégagée par un seul appareil, bien que l'effort soit le même. Si donc nous prenons un cristal très

long suivant la normale à l'axe binaire, la quantité d'électricité sera proportionnelle à cette longueur. On peut en quelque sorte comparer le cristal travaillant de cette façon à une poutre métallique dont les fibres seraient inclinées sur l'axe. Un effort de compression (tenseur) produirait un cisaillement (vecteur) sur toute la longueur de la poutre. Le cisaillement est ici remplacé par une polarisation électrique, mais il est bien évident que le processus est le même et que la polarisation est due à une inclinaison dissymétrique des plans réticulaires du cristal, comme le cisaillement serait produit par une inclinaison dissymétrique des lignes de texture du métal. Nous aurons donc comme formule liant ces diverses quantités :

$$Q = KPS_2 = KFS_2/S_1.$$

K étant un facteur de proportionnalité, S_1 étant l'aire de la face parallèle à l'axe binaire, c'est-à-dire sur laquelle s'exercent les efforts, S_2 étant l'aire des électrodes. On trouve que les coefficient K est encore égal à 0,0645.

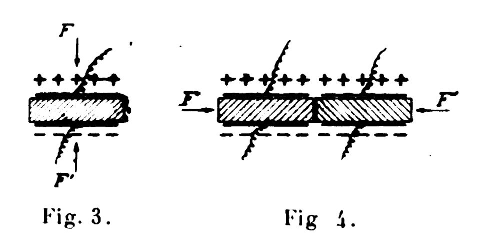


Fig. 3. Fig 4.

Réversibilité du phénomène. — L'expérience, étayée de considérations mathématiques simples, a permis à Lippmann de se rendre compte que le phénomène réciproque de la piézo-électricité existe. Une polarisation électrique appliquée au cristal travaillé comme il a été dit, y crée un allongement ou un raccourcissement suivant le sens de cette polarisation. La déformation est telle qu'elle tend à créer une polarisation de sens contraire à celle qui est appliquée au cristal. On retrouve ici la loi de modération que les électriciens connaissent bien dans le cas particulier qu'est la loi de Lenz.

C'est à cette possibilité de créer des phénomènes réciproques que l'on doit la très intéressante application que l'on a faite du quartz comme oscillateur électrique, et dont les radioélectriciens ont tiré le stabilisateur de fréquence. Avant de traiter cette question, qu'il nous soit permis de dire quelques mots des autres applications de la piézo-électricité.

Le cristal piézo-électrique a été utilisé par Curie pour construire des appareils de mesure. Sa balance piézo-électrique consiste en un cristal monté suivant le schéma de la figure 4, et très long. Il sert à effectuer de nombreuses mesures, soit mesures de forces, soit mesures de tensions électriques ou de quantités d'électricité. On l'utilise notamment pour la mesure de la radioactivité de certains corps, ainsi que pour celle de très faibles déplacements, qui, produisant une pression dans le cristal, y déterminent des effets électriques facilement mesurables. On a pu, de cette façon, mesurer des déplacements de l'ordre du millième de micron, alors que la méthode des interférences lumineuses ne permet pas de déceler le centième de micron. Il a, d'autre part été traité ici même de l'application du quartz à la production des ultra-sons, et de toutes les utilisations de cette méthode. Les variations dans la biréfringence d'une lame cristalline soumise à un champ électrique à haute fréquence ont permis de réaliser des appareils transformant les variations électriques en variations lumineuses, et de s'approcher de la solution définitive du problème de la télévision par ondes électriques.

On a aussi pensé à utiliser les minéraux piézo-électriques pour d'autres applications où il est nécessaire de transformer un effort mécanique en tension ou courant électrique, ou inversement. Par exemple, on a tenté de construire des haut-parleurs basés sur ce principe.

En accolant deux minces lames de quartz droit et gauche taillées de façon convenable, et en soumettant le système à une tension électrique, l'une des lampes s'allonge, tandis que l'autre se raccourcit, de façon que l'ensemble se recourbe. On a ainsi réalisé d'excellents électromètres.

Nous verrons encore en passant, d'autres usages intéressants des propriétés piézo-électriques du quartz; nous allons examiner maintenant celle qui nous intéresse particulièrement : la stabilisation de la fréquence des émetteurs radioélectriques, et particulièrement des émetteurs d'ondes courtes.

II. — Description générale d'un système émetteur a stabilisation piézo-électrique.

Un tel système comporte obligatoirement un oscillateur contenant un cristal de quartz et un ensemble d'étages amplificateurs permettant de rayonner une puissance convenable. En effet, on

verra qu'un cristal de quartz ne peut fournir qu'une puissance très réduite sous peine d'éclater sous l'influence des efforts mécaniques dus à son état de vibration intense. Pour chiffrer le phénomène, nous pouvons admettre qu'une limite de sécurité de la puissance de l'oscillateur piézo-électrique est de l'ordre de 6 à 7 watts.

Si donc l'on désire rayonner une puissance industrielle, il sera nécessaire d'amplifier l'énergie oscillante fournie par le stabilisateur.

De plus, comme nous le verrons, un cristal de quartz ne peut être utilisé pratiquement pour fournir directement des fréquences supérieures à 3 000 kilopériodes environ. Si donc on désire travailler sur une longueur d'onde inférieure à une centaine de mètres, il sera nécessaire de prévoir un système multiplicateur de fréquence; pour cela, on monte un étage comportant une lampe dont la grille est très fortement polarisée négativement : cette polarisation déforme la courbe de courant plaque, de telle sorte que les harmoniques, et principalement les harmoniques pairs, sont considérablement renforcés, et permettent d'exciter la lampe suivante sur une fréquence multiple de celle du cristal.

Nous passerons donc successivement en revue les diverses fonctions d'un système émetteur à stabilisation piézo-électrique, et considérerons dans un tel montage trois parties : l'oscillateur, le multiplicateur de fréquence, et l'amplificateur.

Oscillateurs.

Si l'on taille une lame de quartz parallèlement à l'axe ternaire ou axe optique, et perpendiculairement à un des axes binaires, ou axes électriques, il existe trois fréquences de vibrations mécaniques qui correspondent à la longueur des trois dimensions de la lame. Si l'on recouvre les deux faces normales à l'axe électrique au moyen d'électrodes métalliques, on pourra recueillir entre ces électrodes des tensions alternatives lorsque le cristal vibrera sur ses fréquences propres; de même, on pourra exciter la vibration mécanique du quartz en fournissant aux électrodes une d. d. p. de fréquence convenable.

Or, on a vu que si l'on comprime un quartz parallèlement à l'axe optique, aucun effet piézo-électrique ne se produit, tandis que si l'effort est dirigé parallèlement ou normalement à l'axe électrique, mais toujours normalement au premier, cet effet a lieu.



Il y a donc deux dimensions suivant lesquelles le cristal pourra être considéré comme un système électriquement oscillant, ces deux dimensions sont : la parallèle à l'axe électrique, et la normale au plan axe électrique axe optique.

L'expérience montre qu'il existe une troisième fréquence d'oscillation électrique d'une telle lame. Elle ne correspond pas à la troisième dimension de celle-ci, c'est-à-dire à la parallèle à l'axe optique, mais est due à une sorte de couplage entre les deux oscillations précitées. Certains auteurs l'appellent fréquence de couplage.

Outre ces trois fréquences fondamentales, on retrouve, en analysant les courants produits par un oscillateur piézo-électrique, un très grand nombre des harmoniques de chacune d'elles.

Les longueurs d'onde des vibrations électriques correspondant à chacune des dimensions peuvent être calculées au moyen des relations suivantes :

Pour la parallèle à l'axe électrique, c'est-à-dire l'épaisseur entre les électrodes, la longueur d'onde est d'environ 105 mètres par millimètre d'épaisseur.

Pour la normale à l'axe électrique, cette longueur d'onde est d'environ 150 mètres par millimètre de largeur de la lame.

La troisième fréquence dépend de la forme de la lame, du rapport entre ses diverses dimensions, et nous n'avons pas connaissance d'une formule permettant de la déterminer *a priori*.

Montages d'oscillateurs. — Il existe pour obtenir des oscillations piézo-électriques différents montages qui ne donnent d'ailleurs pas tous les mêmes résultats, et dont on peut utiliser l'un ou l'autre, suivant le but que l'on se propose, et suivant la lame considérée.

Il est bon de remarquer, en effet, qu'une lame donnée peut fonctionner dans un montage déterminé, et refuser d'osciller dans les autres, suivant la qualité du quartz d'où elle est tirée. En effet, le couplage réactif diffère dans chaque montage, la lame est donc diversement excitée, de telle sorte qu'à chaque qualité de lame, correspond un montage optimum déterminé.

L'expérience a montré, en effet, que parmi divers échantillons de quartz, bien que tous susceptibles d'osciller, il en existe qui possèdent cette propriété à un degré beaucoup plus élevé que d'autres, et que l'excitation nécessaire pour mettre le système en oscillation varie avec l'échantillon considéré.

Nous allons examiner les divers montages qui ont été utilisés pour obtenir des oscillations électriques à partir d'une lame piézo-électrique; ils peuvent tous être ramenés à des montages d'oscillateurs à lampes, où le cristal remplace un circuit oscillant.

On obtient un bon oscillateur en plaçant le cristal entre les lames du condensateur de grille d'un montage du type hétérodyne T. M. (fig. 5). Lorsque le circuit oscillant est accordé sur une fréquence voisine de celle du quartz, celui-ci impose au système sa fréquence propre. L'excitation sur le cristal est ici très grande. Il en est de même du montage où le cristal est excité par une bobine séparée. Toutefois, dans ces deux cas, le système oscille pour toutes

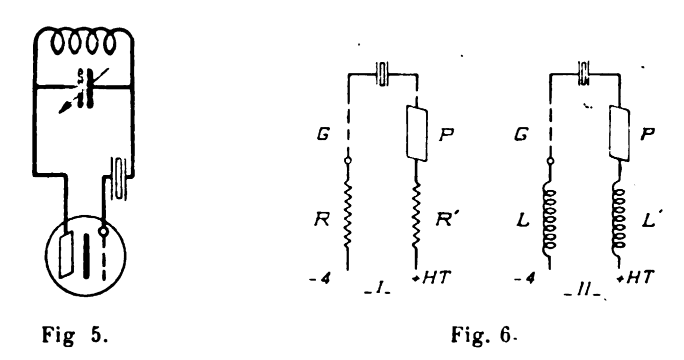


Fig 5. Fig. 6.

les positions du condensateur d'accord; et ce n'est que dans le voisinage de la fréquence propre de la lame que l'effet de stabilisation apparaît. Si donc un déréglage accidentel un peu important se produit, le système continue d'osciller, mais cette fois avec la fréquence du circuit oscillant, et le cristal ne remplit plus son rôle, sans qu'on soit averti de ce fait par les instruments de mesure habituels. Un ondemètre est nécessaire pour déceler ce déréglage.

Un autre montage est celui où la lame cristalline est insérée entre la grille et la plaque de la triode. On peut ici comparer le quartz à un circuit oscillant placé entre grille et plaque (fig. 6), la capacité grille-plaque servant au couplage réactif. On ne craint plus ici l'inconvénient précité, puisque la seule oscillation possible est celle du cristal. De plus, il est à remarquer que, dans tout montage où existent des circuits oscillants, le réglage de ceux-ci influe sur la fréquence propre de l'ensemble, dans une mesure qui peut aller jusqu'à plusieurs centaines de périodes pour des longueurs d'onde de l'ordre de 100 mètres, et pour certains montages à grand

couplage. Ici, cette cause d'erreur est supprimée, et une période du système ne dépend que d'une façon minime de la lampe et des diverses tensions. On peut utiliser ce montage comme étalon de fréquence. Il n'est malheureusement pas susceptible de fournir de grandes puissances, et est par conséquent inutilisable dans le cas qui nous occupe. On peut réunir les électrodes aux batteries, soit par résistances, soit par selfs de choc, ce qui augmente la puissance; on peut aussi, à la place de la bobine de choc de plaque, placer un circuit accordé : la réaction est alors plus forte, et tel cristal qui n'oscille pas avec la bobine de choc, entre facilement en vibration avec le circuit oscillant (fig. 7); toutefois, comme il a

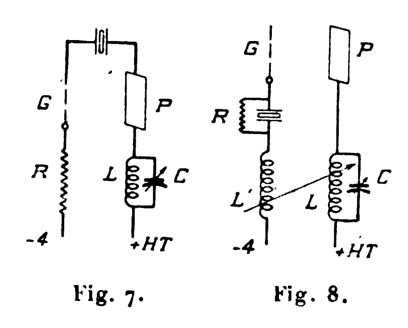


Fig. 7. Fig. 8.

été dit, l'accord de celui-ci influe légèrement sur la période de l'ensemble.

On peut aussi placer le cristal en série avec la bobine de grille d'un oscillateur à plaque accordée (fig. 8), on obtient une puissance plus grande qu'avec le schéma de l'hétérodyne, mais l'inconvénient de l'oscillation libre peut subsister si l'on ne dimensionne pas très soigneusement les circuits. Nous reviendrons d'ailleurs sur ce montage.

Il peut arriver que certains cristaux de qualité supérieure oscillant spontanément sans bobine de grille (fig. 9), et même soient hyper-excités par le seul couplage dû à la capacité grille-plaque. Il est alors bon de neutraliser partiellement ce couplage au moyen d'une petite capacité (fig. 10). Ce procédé a été indiqué par Goyder.

L'hyper-excitation du cristal est en effet très dangereuse, l'amplitude de la vibration peut en effet dépasser les limites admissibles, les efforts mécaniques deviennent alors suffisants pour faire éclater le cristal, qui se pulvérise littéralement. Nous avons ainsi fait craquer plusieurs cristaux, dont l'un avait tout un coin réduit en

poudre. Dans chaque fragment de cette poudre, on distingue d'ailleurs très nettement les plans réticulaires suivant lesquels a eu lieu la rupture. Un autre cristal présentait seulement une fêlure parallèle aux plans des électrodes. Il est à remarquer que les cristaux carrés ou rectangulaires périssent toujours par les coins, ce qui permettrait de penser que la forme d'un disque circulaire est plus robuste. Un cristal qui présente une partie craquée, si minime fût-elle n'est plus susceptible d'osciller jusqu'à ce qu'un retaillage soit venu enlever la partie fêlée. D'après quel-

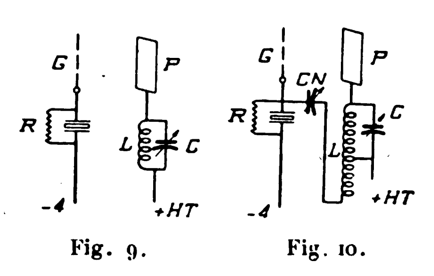


Fig. 9. Fig. 10.

ques expérimentateurs, le claquage serait concomitant à un échauffement exagéré, qui modifie les propriétés optiques de la lame dans la région craquée et dans son voisinage. Pour rendre à une lame craquée ses propriétés primitives, il serait donc nécessaire d'enlever, non seulement les irrégularités des bords, mais encore une certaine portion de matière avoisinante.

Une tension exagérée sur la plaque de la lampe oscillatrice produit aussi le claquage de la lame. La règle d'or adoptée par les Américains est de ne pas dépasser 400 volts. Les échantillons que nous avons fait éclater ont péri sous une tension de 600 volts plaque, la lampe étant un triode universel Fotos chauffé à 5,5 volts.

Ces échantillons avaient d'abord fort bien supporté cette tension, et ce n'est qu'au bout de 8 mois environ qu'ils périrent simultanément. Cette simultanéité semble bien indiquer qu'une surcharge accidentelle s'était produite, mais nous croyons être autorisé à penser qu'il peut y avoir aussi un phénomène de « vieillissement », analogue à l'écrouissage des métaux élastiques. Nos essais n'ont pas toutefois porté sur un nombre suffisant d'échantillons pour considérer cette hypothèse comme vérifiée.

A titre documentaire, nous donnerons les résultats des premiers essais des deux cristaux dont nous venons de parler.

Les deux échantillons, l'un poli, l'autre douci, ont été pris dans la même plaque; leurs fréquences propres ne diffèrent que de

quelques centaines de périodes. Le cristal douci oscille plus facilement que le cristal poli. Les montages utilisés sont cités ci-dessous :

Montage n° 1 (fig. 6). — Ce montage n'a donné aucun résultat, même avec un circuit accordé (fig. 7).

Montage n° 2 (fig. 9). — Aucun résultat.

Montage n° 3 (fig. 8). — Le système oscille lorsque l'accord du circuit de plaque est très voisin de celui du quartz, il faut coupler assez fortement les deux selfs, l'accrochage est assez instable.

La note, dans ce cas, varie avec l'accord du circuit de plaque d'environ 5 à 600 périodes par seconde, la variation est d'autant plus marquée que le couplage des deux selfs est plus serré. Dans ce cas, et avec une tension de 80 volts, les lampes B406 Philips sont seules à donner des accrochages, les lampes Grammont, notamment, ou Philips A410 ne donnant rien.

Le cristal, dans ce cas, nous a donné deux périodes bien distinctes, l'une sur 94,20, l'autre sur 100 mètres. Cette dernière longueur d'onde semble correspondre à l'épaisseur du cristal (995 microns), l'autre étant un harmonique de la fréquence propre du cristal suivant sa largeur.

Lorsqu'on fait varier l'accord du circuit de plaque, la variation de la note se produit de façon assez continue.

Montage n° 4 (fig. 11). — Mêmes longueurs d'onde que précédemment, toutefois il est absolument nécessaire que la longueur d'onde propre de la self de choc soit très voisine de celle du quartz : les oscillations s'amorcent donc sans quartz; lorsque l'accord du circuit de plaque est voisin de celui du quartz, celui-ci se met à osciller. Si l'on fait varier entre des limites rapprochées la longueur d'onde du circuit de plaque, celle du système varie d'une façon discontinue, « en marches d'escalier », le quartz semblant avoir plusieurs périodes propres très voisines, ce qui nous paraît dû à des impuretés ou à des macles. Ces fréquences propres diffèrent quelquefois entre elles de 100 à 200 périodes. Nous avons même pu, à deux reprises, obtenir deux de ces ondes à la fois, ce qui produisait un son de battements audible, de fréquence environ 500. Il est toutefois très difficile d'obtenir ce phénomène, qui est instable.

Montage utilisé. — Nous avons été amené, en définitive, à utiliser le montage à plaque accordée, et à excitation grille par bo-

bine couplée au circuit oscillant de plaque. Ce montage permet, en effet, de régler l'excitation du cristal suivant sa qualité, et même de n'utiliser pour cette excitation que le couplage dû à la capacité grille-plaque. Il suffit, en effet, de prévoir devant la bobine du circuit oscillant de plaque deux prises dans lesquelles on enfonce les fiches de la bobine d'excitation. Cette dernière est alors établie suivant le cristal utilisé, et on peut même mettre les prises en court-circuit si le cristal oscille spontanément. La polarisation de grille et la tension de plaque sont fournies à travers des bobines de choc, la haute fréquence étant amenée aux circuits à travers des condensateurs. Cette disposition permet de mettre à la terre tous les circuits oscillants et leurs appareils de mesure.

Diverses précautions sont à prendre dans le montage d'un tel oscillateur. Elles ont trait principalement aux bobines de choc et au support de cristal.

Les bobines de choc doivent avoir une grande impédance et une faible capacité répartie; de plus, leur période propre et ses harmoniques doivent être différentes de celles du quartz, de telle façon qu'une auto-oscillation ne soit pas à craindre comme on l'a vu plus haut.

Nous avons tout d'abord utilisé des bobines hélicoïdales à spires jointives, qui nous avaient donné d'assez bons résultats, mais après un claquage qui se produisit dans l'étage à grande puissance, nous résolûmes de les remplacer par des bobines de choc analogues à celles qu'emploient les expérimentateurs américains, et qui sont constituées par trois bobines en nids d'abeilles montées en série, et enfilées sur un tube isolant avec un intervalle d'air entre elles. Ce système, qui n'est nécessaire que pour les étages à grande puissance, a été adopté partout, principalement en raison de la faible capacité répartie qu'il présente.

Support de cristal. — Un organe très important est le support de cristal. Il doit remplir les conditions suivantes :

1° Etre antivibratoire. — Nous avons constaté que les vibrations provenant des génératrices produisaient des variations de fréquence de plusieurs dizaines de per./sec. et parfois beaucoup plus. Ce phénomène provient du déplacement de l'électrode supérieure sur le cristal, dont les conditions d'oscillation changent. On observe alors des variations de fréquence « en marches d'escalier » qui rendent la réception, sinon impossible, du moins difficile et très fatigante. (Note « pleurarde », suivant l'expression d'un de

nos correspondants). Il nous a suffi de placer le support sur un tampon de feutre pour éliminer ce phénomène.

2° Permettre le refroidissement du cristal. — Il a été constaté qu'une variation de la température du cristal cause une variation de sa fréquence propre. D'autre part, pendant son fonctionnement, il s'échauffe, et peut atteindre facilement des températures de l'ordre de 40° et plus. Si donc on désire maintenir la fréquence avec quelque précision au cours d'une émission, il est nécessaire de prévoir un dispositif stabilisateur de température. On réalise celui-ci en disposant le cristal sur une lame métallique qui sert d'électrode inférieure, et qui constitue en même temps le fond du support. Il est alors facile de disposer au-dessous de ce fond, et en contact avec lui, tel dispositif thermostatique que l'on désire. Le contact avec l'air ambiant nous a d'ailleurs suffi, et assure un bon refroidissement. Au cas où les échantillons utilisés chaufferaient trop, on peut placer le support sur un bain de mercure, avec un dispositif de refroidissement de celui-ci. On peut, de cette façon, régler la température avec une grande précision.

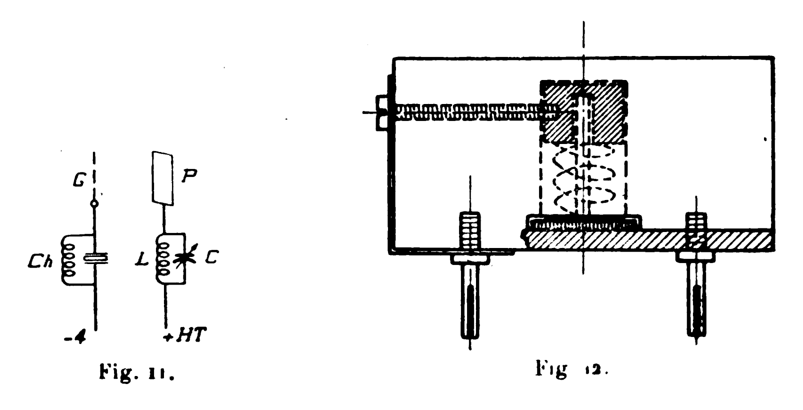


Fig. 11. Fig. 12.

Le support que nous avons adopté, après de nombreux essais, a été réalisé avec la collaboration de M. Brochet, agent mécanicien des P. T. T. Il est constitué de la façon suivante (fig. 12) :

Un bloc d'ébonite est percé d'un trou dont le diamètre est légèrement inférieur à l'arête du cristal, et dans ce trou, on fixe par une vis latérale un cylindre de laiton percé suivant son axe. Dans ce trou central coulisse une tige-guide portant à son extrémité un disque de laiton très mince qui s'appuie sur le cristal et sert d'électrode supérieure. Il est repoussé par un ressort très léger qui sert surtout à assurer le contact entre lui et la masse de laiton.

On n'a pas intérêt à polir les électrodes : en effet, quelques expérimentateurs ayant observé que le cristal cessait brusquement d'osciller après quelques heures de fonctionnement, furent amenés à attribuer ce phénomène au fait que le cristal repose à l'origine sur une mince couche d'air, et peut de ce fait vibrer facilement; la vibration chasse peu à peu l'air et le cristal vient en contact intime avec l'électrode qui amortit sa vibration. Un phénomène analogue a lieu lorsque l'on utilise du mercure comme électrode inférieure, ou lorsque le cristal est sale ou humide. Il ne peut alors entrer en vibration. Les traces de matières grasses laissées sur la lame par suite de manipulations avec les doigts salis, suffisent pour l'empêcher de fonctionner ou pour réduire la puissance dans une très grande proportion. Il suffit de laver le cristal dans de la benzine, ou simplement de l'essuyer très soigneusement pour lui rendre ses propriétés. Le fait de reposer sur une électrode légèrement rugueuse empêche l'arrêt des oscillations dont nous venons de parler.

Le bloc d'ébonite est relié aux appareils au moyen de deux fiches qui s'enfoncent dans des douilles portées par un plateau reposant sur un tampon de feutre destiné à amortir les vibrations mécaniques venant des machines.

Il nous a paru que certains cristaux fonctionnaient mieux avec une légère pression de l'électrode supérieure. On règle cette pression une fois pour toutes au moyen du ressort de contact dont il a été parlé. De même, il arrive que le disque supérieur doit être placé, non au milieu de la plaque de quartz, mais dans une position dissymétrique, et recouvrant l'un des bords. Certains cristaux, au contraire, oscillent même lorsqu'on soulève légèrement l'électrode supérieure, laissant ainsi un léger intervalle d'air entre cette électrode et la lame. Toutefois, les cristaux dont nous nous sommes servi, et dont l'épaisseur ne dépassait pas un millimètre, sont plus difficiles à mettre en mouvement de cette façon que ceux dont l'épaisseur est de l'ordre du centimètre, qui oscillent presque tous avec un intervalle d'air.

Les dimensions de la lame de quartz peuvent être assez différentes : nous avons utilisé des échantillons de 7,5 à 35 mm de côté, toujours pour une épaisseur de 1 mm environ, l'intensité dans le circuit oscillant restant à peu près la même pour toutes ces dimensions.

(*A suivre*) J. JAMMET.



LA STATION RADIOTÉLÉPHONIQUE DE PRAGUE

par E. M. DELORAINE

SOMMAIRE. — Le problème radiophonique comprend deux ensembles qui devraient avoir des liens étroits, à savoir : les transmetteurs et les récepteurs.
Il est possible de ne pas reproduire à la transmission les amplitudes exactes des pressions de l'air produites par les sons à transmettre et d'introduire une compensation équivalente à la réception, qui ferait que l'ensemble complet transmetteur-récepteur serait sans distorsion. Cette solution, bien que proposée quelquefois, n'est pas sans de graves inconvénients et ce sont ces derniers qui sont discutés dans la première partie de l'article ci-dessous.
On trouvera aussi une description générale de la station de Prague et de son antenne multiple, suivie d'un exposé des méthodes de mesure du rendement de l'antenne et de l'exposé d'une méthode de mesure simple du degré de modulation pour les diverses fréquences transmises.

La station radiotéléphonique de Prague présente plusieurs caractéristiques nouvelles et intéressantes et il est probable qu'une description de cette station, ainsi qu'un exposé des mesures faites après installation et des résultats obtenus, seront lus avec intérêt par ceux qui ont pu apprécier les transmissions données par la Compagnie radiotéléphonique Tchéco-Slovaque.

Il nous a semblé de plus qu'il y aurait intérêt à reprendre le problème par le début et nous diviserons ce travail en deux sections dont la première sera consacrée à des considérations générales sur le problème de la transmission par radio-diffusion, et la seconde sera consacrée plus particulièrement à la description de l'appareillage de Prague.

I. — Considérations générales.

On peut dire d'une façon très générale que le problème de la radiodiffusion se réduit à la reproduction à distance et sans distorsion des variations de pression correspondant à des sons complexes. Par « sans distorsion », nous voulons dire que les sons reproduits doivent être tels qu'on ne puisse les distinguer des sons originaux. Pour obtenir un tel résultat, de nombreuses conditions doivent être remplies. Les plus importantes sont:

1° Les sons reproduits doivent avoir approximativement la même intensité que les sons originaux.

2° Aucun son ou bruit ne doit venir s'ajouter aux sons originaux.

3° Le volume des sons reproduits doit être relativement le même que le volume des sons originaux pour toute l'échelle des fréquences audibles, et ceci indépendamment de l'amplitude des sons originaux.

La première condition est basée sur le fait que la sensation produite sur l'oreille par les variations de pression dans l'air n'est pas une fonction linéaire de l'amplitude des sons considérés. M. H. Fletcher a montré que, si deux sons complexes semblent avoir la même intensité à une certaine amplitude et si cette amplitude est augmentée pour les deux sons dans un rapport donné, suivant les cas, ces deux sons peuvent paraître, ou ne pas paraître d'égale intensité (1).

La seconde condition est évidente et peut être interprétée comme suit : lorsque le volume de musique reproduit est relativement petit, les bruits dus aux perturbations atmosphériques ou produits par l'appareil de réception doivent être suffisamment faibles pour être complètement couverts par la musique. Cette seconde condition comprend aussi la condition de linéarité du système en fonction de la fréquence. Si la caractéristique du système n'est pas rectiligne, il sera produit en effet des harmoniques d'ordre varié qui n'étaient pas présents dans les sons originaux. Ces harmoniques, s'ils sont d'amplitude suffisante, modifient le caractère de la musique d'une façon inadmissible. On peut remarquer aussi que la condition de linéarité en fonction de l'amplitude, énoncée dans la seconde partie de 3 est déjà implicitement couverte par la condition 2 à cause de la production d'harmoniques qui résulterait nécessairement d'une caractéristique en fonction de l'amplitude non linéaire.

Il est important de noter que nous n'avons parlé jusqu'à présent que de l'amplitude des sons complexes considérés et non pas de leurs phases relatives. On sait en effet que, dans le cas de la radiotéléphonie de diffusion, où le son à reproduire est reçu par un microphone à un seul point (comme par une seule oreille) les changements relatifs de phase des différentes composantes de la plupart des sons complexes ne sont pas détectés par l'oreille, quand ces sons sont reproduits à distance. Ceci, cependant, ne s'applique pas à cer-

(1) Physical Measurements of Audition, H. Fletcher. Journal Franklin Institute, 1923.

tains bruits particuliers comme le froissement de papier, ou les applaudissements. Une des principales raisons qui font que ces bruits sont très mal reproduits est le changement relatif de phase introduit par le système transmetteur et le système récepteur.

Des changements relatifs de phase seraient immédiatement détectés dans le cas de l'audition double. Le sens de direction obtenu par le fonctionnement simultané des deux oreilles est dû en partie aux phases relatives des sons impressionnant les deux tympans. Une des raisons qui font que la musique transmise et reçue par un système de téléphonie de diffusion parfait semblerait encore manquer de naturel serait due à la non-reproduction des effets de direction.

L'oreille.

Avant d'étudier le problème de la transmission, il est naturel de considérer quelque peu les conditions imposées par l'oreille elle-

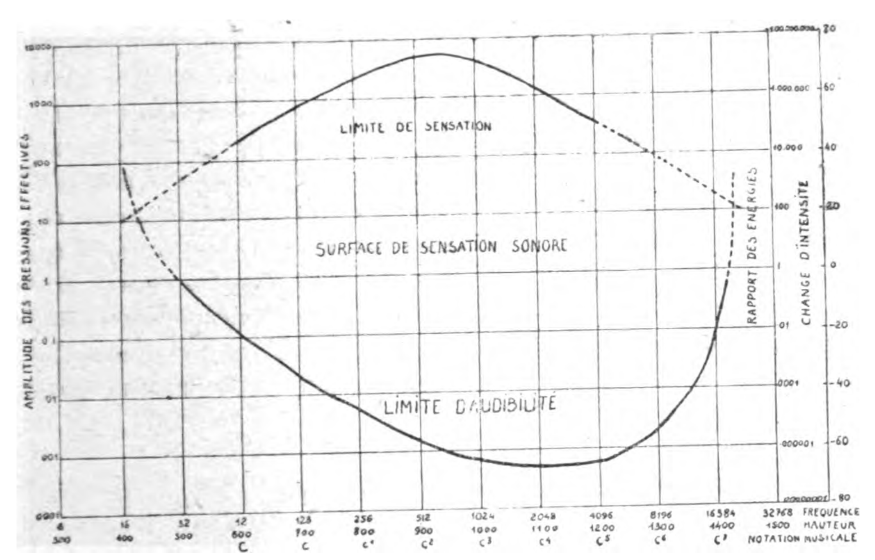


Fig 1. — Intersections entre les courbes de limite d'audibilité et de limite de sensation.

même. On sait qu'un certain minimum de variation de pression doit exister, à une certaine fréquence, pour produire une impression quelconque sur le cerveau, la région où l'oreille est la plus sensible étant comprise entre 2 000 et 4 000 périodes par seconde approximativement. Il existe aussi une valeur maximum pour la sensation au-

ditive. Si l'amplitude d'un son est augmentée progressivement, on arrive à un point où l'oreille « sent » le son et une certaine sensation douloureuse est produite si l'intensité du son est augmentée davantage.

On définit ainsi les deux limites pratiques pour l'audition; l'une correspond à la limite d'audibilité, l'autre à la limite de la sensation. Les deux courbes limites qui viennent d'être définies se coupent en deux points, ainsi qu'on le voit sur la figure 1 ; ces deux points peuvent être pris comme représentant les valeurs extrêmes du spectre des fréquences audibles. Ces deux valeurs sont approximativement 20 et 20 000 périodes par seconde (1). Si des notes de fréquence plus élevée ou plus basse étaient transmises, elles produiraient une sensation douloureuse dans l'oreille avant d'être entendues.

La sensibilité de l'oreille varie considérablement avec la fréquence. Les valeurs de variations de pression juste suffisantes pour qu'un son soit audible sont environ 200 fois plus élevées à 70 périodes ou 16 500 périodes que celles correspondant à 3 000 périodes. Si l'on désirait avoir un degré d'audibilité égal pour toutes les fréquences, il serait nécessaire de changer l'amplitude des pressions du son d'une façon considérable en fonction de la fréquence. Il n'est pas nécessaire, cependant, de considerer cette question d'audibilité égale pour les différentes fréquences, car le problème est déjà considéré et résolu à leur satisfaction par les artistes. Un orchestre ou une production musicale quelconque sont arrangés de telle sorte que la caractéristique de l'oreille soit prise en considération. Pour la reproduction musicale, il suffit de placer le microphone à l'endroit qui serait choisi par un musicien exercé n'écoutant de préférence qu'avec une seule oreille.

Transformation des variations de pression dans l'air en énergie électrique.

La première transformation que doivent subir les variations de pression dans l'air, correspondant aux sons complexes à transmettre par radiotéléphonie est leur traduction en courants électriques. La distribution de l'énergie électrique dans le spectre des fréquences audibles, ne doit pas nécessairement être la même que celle qui cor-

(1) Cette courbe est prise dans Physical Measurements of Audition, H. Fletcher *Journal Franklin Institute*, 1923.

respond aux sons originaux, si toutefois la distorsion introduite dans la transformation du son en énergie électrique est compensée à la réception. Il est facile d'imaginer un système comprenant une station radiotéléphonique et un groupe d'auditeurs à distance, dans lequel la transformation du son en énergie électrique introduit un type de distorsion donné, mais tous les appareils de réception ont une caractéristique telle qu'ils compensent exactement la distorsion introduite par le transmetteur, de telle sorte que le système complet du son original au son reproduit est sans distorsion. La question est donc celle-ci : que doit-on choisir ? Un système entièrement sans distorsion, ou bien un système où une certaine distorsion est introduite d'abord et compensée ensuite. La réponse est donnée par les considérations techniques et économiques, que nous allons indiquer rapidement.

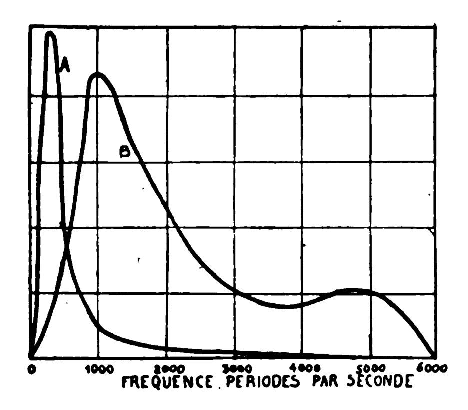


Fig. 2. — Caractéristique de la parole en fonction de la fréquence.

Il faut d'abord se faire une idée approximative de la distribution d'énergie dans le spectre des sons audibles. La courbe A de la figure 2, représente l'énergie moyenne dans la voix d'un homme et la courbe B, l'importance relative des différentes fréquences en fonction de l'intelligibilité. On doit remarquer que les fréquences les plus basses n'ont que peu d'importance au point de vue de la compréhension, elles sont cependant très importantes pour l'obtention d'une reproduction naturelle de la voix. La courbe A représente l'intégrale de l'énergie pendant une période de temps donnée, c'est-à-dire que les ordonnées sont déterminées par le produit de l'amplitude moyenne du son à la fréquence considérée par la durée de ce son, les sons les plus fréquents tendent à apparaître comme ayant

la plus grande amplitude. Il serait très intéressant d'avoir une courbe des maxima instantanés d'énergie en fonction de la fréquence. Le maximum pour une telle courbe serait probablement à une fréquence beaucoup plus élevée que dans le cas de la courbe A.

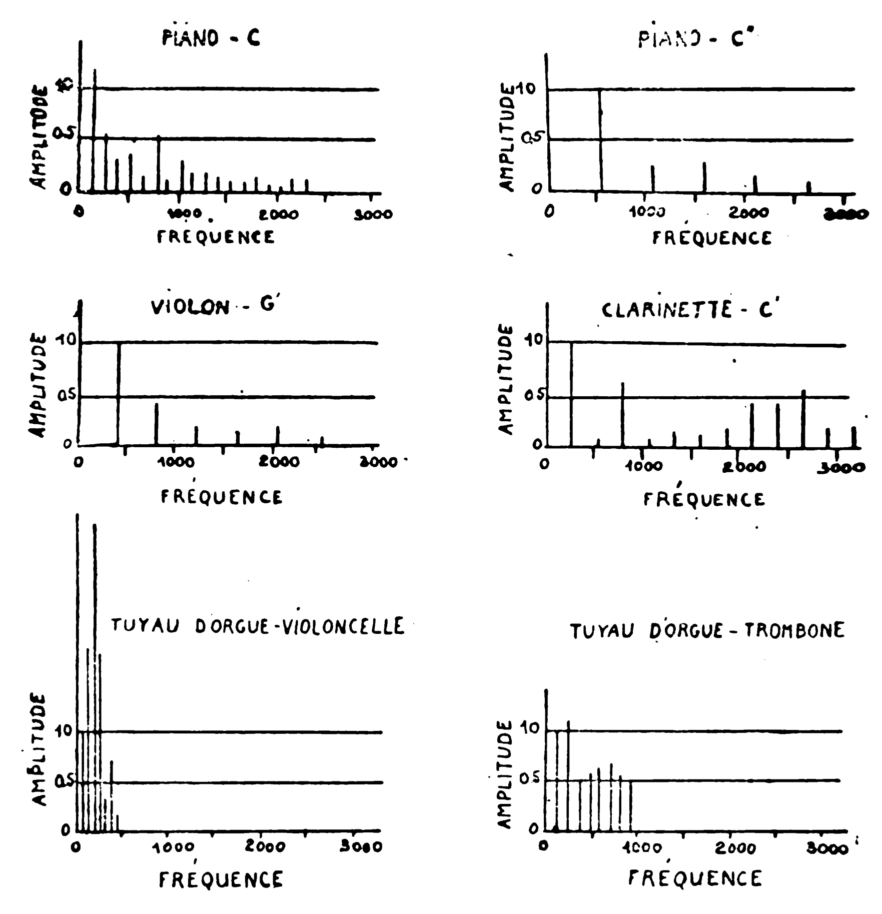


Fig. 3. — Spectres de certains sons complexes.

Une telle courbe ne semble pas avoir été publiée jusqu'à présent. La figure 3 donne le spectre du son de certaines notes musicales types (1). Une inspection de ces divers spectres d'énergie, montre nettement que la plus grande partie de l'énergie est distribuée dans les fréquences les plus basses, et, par suite, la conséquence naturelle

(1) Cette figure est prise dans « High Quality Transmission and Reproduction of Speech and Music », W. H. Martin and H. Fletcher, Journal of the American Institute of Electrical Engineers, March 1924.

est que, la plus grande partie de l'énergie aux bornes de sortie de l'appareil de réception devra se trouver dans les fréquences les plus plus basses.

Si nous considérons maintenant le cas d'un transmetteur qui produit dans les deux franges accompagnant l'onde porteuse, un spectre d'énergie électrique qui est une reproduction exacte du spectre sonore, il est clair que le point où le transmetteur dépasse la partie rectiligne de sa caractéristique en fonction de l'amplitude, sera déterminé par l'amplitude des sons graves et pour ainsi dire jamais par les sons aigus. Autrement dit, la distorsion possible due à la surcharge du transmetteur affectera les sons graves beaucoup plus que les sons aigus. On pourrait imaginer qu'un tel système n'est pas le plus avantageux au point de vue économique. On a proposé, en effet, l'emploi d'un système transmetteur introduisant une certaine différenciation entre les diverses fréquences, de telle façon que dans le transmetteur, l'amplitude des fréquences basses soit approximativement égale à l'amplitude des fréquences aiguës, de telle façon qu'il y ait une sorte d'égale répartition de l'énergie entre toutes les fréquences. On voit qu'on peut ainsi employer toute la capacité du transmetteur, sur une fréquence quelconque du spectre des sons. Naturellement, on doit introduire une compensation correspondante à la réception, c'est-à-dire rendre de nouveau aux fréquences basses leur caractère de prépondérance. Il est vrai qu'un transmetteur de ce dernier type, étudié pour une puissance donnée, serait probablement un peu moins coûteux à construire qu'un transmetteur de même puissance, n'introduisant aucune différenciation entre les diverses fréquences, mais cet avantage économique ne subsiste plus si on considère le système entier comprenant le transmetteur et le récepteur.

Il faut tout d'abord avoir présent à l'esprit, qu'une faible augmentation dans le prix des appareils de réception, représente un total impressionnant lorsqu'on a fait la multiplication par le nombre d'appareils en usage. Il est bien évident aussi que, prenant le cas de réception en haut-parleur, la puissance que doit fournir la dernière lampe est la même avec un système ou l'autre. Supposons maintenant que nous ayons un appareil de réception, qui soit étudié pour fournir un bon rendement et reproduire également toutes les fréquences. Il est impossible, par une modification du circuit et sans rien perdre sur les fréquences les plus hautes, d'augmenter le degré d'amplification correspondant aux fréquences les plus basses.

Autrement dit, la différenciation entre les fréquences devra être faite en atténuant les fréquences élevées. Comme on désire conserver l'énergie fournie en haut-parleur égale dans les deux cas, le résultat sera que l'appareil de réception qui favorise les sons graves nécessitera plus d'amplification que l'appareil amplifiant également toutes les fréquences, c'est-à-dire le premier appareil de réception sera plus coûteux que le second. Le même genre de raisonnement s'applique aussi à la réception avec écouteur et lampes ou écouteur et cristal. Dans le cas de la station introduisant une certaine différenciation, il serait nécessaire aussi de fournir une sorte de courbe officielle de distorsion aux constructeurs, leur demandant d'étudier leurs appareils dans le but de compenser cette distorsion. Il est probable que les divers constructeurs introduiraient la correction nécessaire de manière diverse, par exemple, dans l'amplificateur basse fréquence ou dans le haut-parleur. Le résultat serait que l'acheteur ayant des pièces de plusieurs marques différentes, se trouverait finalement en possession d'un appareillage qui introduirait probablement au total, soit trop, soit pas assez de correction. Ces quelques considérations suffiront à faire comprendre pourquoi on préfère à la méthode de transmission qui réduit l'amplitude des fréquences basses à la transmission et rétablit la réelle proportion à la réception, la méthode qui consiste à conserver au spectre des fréquences audibles sa forme réelle dans toutes les transformations successives par lesquelles ce spectre passe avant de redevenir énergie acoustique. Autrement dit, on fera tout ce qui est possible pour rendre chaque partie du transmetteur ou du récepteur aussi linéaire que possible, toutes les fréquences recevant le même traitement.

Limites.

Nous venons de donner en quelque sorte l'idéal à atteindre. Il nous faut voir maintenant quels sont les facteurs qui vont intervenir et vont établir les limites pratiques. On a montré que l'oreille a une caractéristique telle qu'il est inutile de transmettre les fréquences en dehors de l'échelle s'étendant de 20 périodes par seconde à 20 000 périodes par seconde. A l'heure actuelle, l'étude et la construction d'une station transmettant également toutes les fréquences entre ces deux limites extrêmes constituent un problème très difficile et long à résoudre. On arriverait aussi à un prix de revient de l'appareillage excessif d'un point de vue commercial. Il faut donc

établir des limites, qui rendent le transmetteur suffisamment parfait au point de vue pratique, sans toutefois remplir les conditions idéales. La réponse est donnée en partie par une étude des appa-

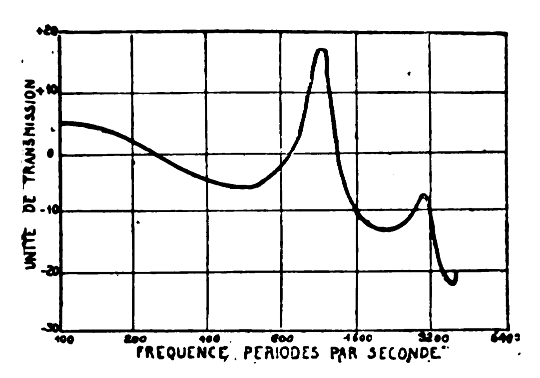


Fig. 4. — Caractéristique du rendement en fonction de la fréquence d'un écouteur téléphonique du commerce.

reils de réception. La figure 4 représente la courbe caractéristique d'un écouteur téléphonique de bonne qualité. On voit immédiatement que la condition de linéarité est loin d'être satisfaite, l'écouteur devenant très insuffisant aux fréquences élevées, et présentant un point de résonance très marqué vers 1 200 périodes.

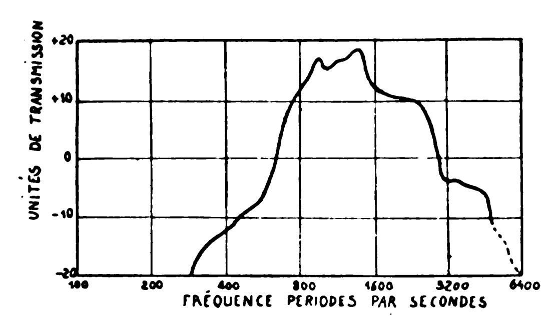


Fig. 5-A. — Caractéristique du rendement en fonction de la fréquence d'un haut parleur à pavillon du commerce.

La figure 5-A correspond à un haut-parleur, considéré comme un des bons sur le marché On voit que ce dernier est spécialement défectueux aux fréquences les plus basses, et les instruments graves d'un orchestre disparaissent presque entièrement dans la reproduction. Les amplificateurs basse fréquence du commerce ont souvent des caractéristiques très mauvaises. Si l'on considère seulement les appareils moyens de réception, on pourrait sans in-

convénient réduire considérablement l'échelle des fréquences transmises. Il est possible, cependant, dès maintenant, de construire des amplificateurs basse fréquence qui ont une caractéristique absolument horizontale depuis 50 jusqu'à 4 000 périodes. La

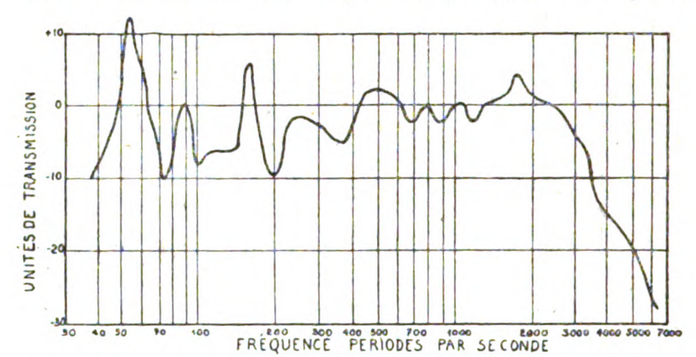


Fig 5-B — Courbe du rendement en fonction de la fréquence d'un haut-parleur spécial du type Kone.

figure 5-B représente aussi la courbe d'un haut-parleur spécial, formé d'un double cône de plus d'un mètre de diamètre. Comme on le voit, ce dernier appareil a une caractéristique relativement bonne depuis 40 jusqu'à 4 000 périodes. On sait de plus par expérience que l'on obtient une reproduction de la musique extrêmement satisfaisante, si le système transmetteur a une caractéristique droite et horizontale pour les fréquences entre 35 périodes et 7 000 périodes. Ces limites sont de plus suffisantes pour être sûr que pendant plusieurs années, un tel transmetteur restera de beaucoup supérieur aux appareils de réception employés, et qu'il n'y aurait aucun avantage à étendre cette gamme de fréquences dans un sens ou dans l'autre. Les progrès les plus importants dans la reproduction de la parole et de la musique seront obtenus en perfectionnant les appareils de réception, et non pas, pour le moment, en étendant l'échelle des fréquences transmises au delà des limites données 35 à 77 000 périodes.

Réglage de l'intensité.

Nous n'avons pas jusqu'à présent considéré la question du réglage du degré d'amplification suivant le volume de musique transmis. En général, les transmissions par radiotéléphonie de diffusion sont d'un caractère très artistique, et il semble que le problème pour l'ingénieur radio se réduise à transmettre, sans

changement relatif d'intensité et sans introduire de distorsion par surcharge, tous les morceaux interprétés par les artistes, laissant aux pianissimo et fortissimo leurs intensités relatives. Une première remarque s'impose cependant : la puissance correspondant aux variations de pression dans l'air dans le cas de la parole est d'environ 1 à 1.000 et, dans le cas d'un orchestre, atteint de 1 à 100.000. Si les courants électriques étaient transmis en exacte proportion avec l'amplitude des sons, beaucoup de passages pianissimo disparaîtraient entièrement à la réception, à cause du bruit qui est toujours présent et qui est dû, comme on le sait, en partie aux perturbations atmosphériques, et en partie au bruit dans l'appareil récepteur. Il est donc nécessaire d'augmenter l'amplification pendant les passages les plus faibles. Si l'intensité des sons reproduits est égale à l'intensité des sons à l'origine, les variations d'amplification introduites à la transmission réduiront l'effet artistique recherché par le chef d'orchestre. D'un autre côté, si cette condition d'égale intensité à la transmission et à la réception n'est pas remplie, et c'est le cas général pour les appareils du commerce, le problème est différent et, comme nous allons le voir, on a avantage à réduire les variations d'intensité de la musique que l'on désire transmettre. Supposons, par exemple, que l'orchestre est tel que dans la salle les sons deviennent à l'occasion suffisamment faibles pour atteindre la limite d'audibilité ; si l'intensité à la réception est très inférieure à l'intensité dans la salle d'orchestre, ces mêmes passages disparaîtront entièrement et la reproduction semblera incorrecte, les nuances paraissant exagérées. Si on introduit une certaine « compression » dans les variations d'intensité, la reproduction musicale semblera plus naturelle que dans le premier cas.

Le degré de compression à introduire dépend de la distance à laquelle on désire que la station soit reçue. Plus on veut transmettre loin, plus il est nécessaire de ramener la musique à niveau constant. On va généralement beaucoup trop loin dans la réduction des nuances, parce que, en général, on demande beaucoup trop à un transmetteur d'une puissance donnée. La distance à laquelle une station d'une puissance donnée peut être reçue d'une façon satisfaisante est une chose quasi impossible à estimer. La réponse dépend d'un très grand nombre de conditions locales et aussi du genre de reproduction capable de satisfaire ceux qui écoutent. Il est extrêmement curieux de voir à quel point des personnes ayant un sens musical développé peuvent s'habituer à la

distorsion introduite par un appareil de réception de mauvaise qualité, souvent combiné avec une transmission défectueuse. Il est quelquefois nécessaire de substituer à l'appareil en question un autre appareil aussi parfait qu'on peut en obtenir aujourd'hui, pour démontrer à quel point les appareils employés précédemment étaient fautifs. Si ces mêmes personnes écoutent une reproduction correcte pendant quelques jours, elles sont extrêmement surprises, en entendant ensuite les anciens appareils, de se rendre compte à quel point elles s'étaient habituées à une mauvaise reproduction. Ce fait est si frappant que nous avons vu plusieurs fois attribuer le changement à ce que les anciens appareils s'étaient détraqués pendant qu'on employait les nouveaux.

Il est bien clair aussi qu'il est presque impossible d'obtenir une bonne reproduction d'une station quelque peu lointaine. L'emploi de la réaction ou de récepteurs superhétérodynes ou neutrodynes avec accord très pointu empêche la bande de fréquences nécessaires d'être reçue et conduit entre autres choses à la suppression des notes les plus aiguës. Il est aussi tout à fait nécessaire d'avoir des lampes dans l'amplificateur de réception basse fréquence employé avec haut-parleur, ayant une capacité suffisante pour passer les maxima de courant sans être saturées ou sans que les grilles deviennent positives. Il n'est pas déraisonnable d'employer pour le dernier étage une véritable lampe de puissance avec une tension grille négative de l'ordre de 30 V, une tension plaque de 300 ou 400 volts et une émission totale de filament de 100 milliampères. Naturellement, si cette condition est nécessaire, elle est loin d'être suffisante. L'emploi de transformateurs ne se saturant pas et ayant une caractéristique convenable est tout aussi important. Beaucoup d'autres conditions doivent être aussi remplies, y compris l'emploi d'un détecteur qui ne soit pas surchargé.

Laissant de côté cette question qui constitue une étude par elle-même, nous devons cependant constater que les efforts des constructeurs et des amateurs semblent avoir été dirigés beaucoup plus vers l'obtention d'appareils très sélectifs et ayant un degré d'amplification élevé, que vers la construction d'appareils capables de reproduire sans distorsion la transmission de la station la plus proche. Il nous semble de plus qu'il est presque impossible de combiner ces deux genres d'appareils ; au point de vue artistique, c'est de beaucoup le deuxième type qui offre le plus d'intérêt.

(*A suivre*) E. M. Deloraine.



LES CIRCUITS
A DEUX ONDES ET LEURS APPLICATIONS (1)

(*Suite et fin*)

par L. BRILLOUIN, docteur ès sciences
et E. FROMY, docteur ès sciences

5° COUPLAGE AVEC UNE ANTENNE BI-ONDE

Pour utiliser une antenne à deux ondes, tant à l'émission qu'à la réception, il faut pouvoir la relier électriquement ou magnétiquement aux organes habituels utilisés à cet effet. Tous les modes de couplages employés d'ordinaire sont applicables ici, à cette seule différence près qu'il faut choisir convenablement les points de connexion ou la bobine à laquelle on se couple de façon à exciter ou à recueillir au choix telle onde que l'on voudra.

Nous allons étudier séparément les circuits des fig. 15 et 18 au point de vue des couplages et nous distinguerons deux types de couplages : électrique et magnétique. La discussion est aisée en raisonnant sur les antennes bi-onde comme nous l'avons fait ci-dessus à propos des circuits d'où elles dérivent; les résultats peuvent se résumer comme suit.

Antenne pour ondes éloignées (fig. 15).

Couplages électriques..	entre A et B	pour la petite onde
	— A et D	— grande onde
	— B et D	pour les 2 ondes simultanément.
Couplages magnétiques	avec la self L	pour la grande onde
	— L_1	— petite onde

Antenne pour ondes rapprochées (fig. 18).

Couplages électriques..	entre A et D	pour la grande onde
	entre A et B	pour les 2 ondes
	— D et B	
Couplages magnétiques	avec L_1 ou L_2	pour les 2 ondes.

Ces divers modes de couplage permettent déjà une discrémination assez nette des deux ondes, surtout dans le cas de la fig. 15; mais ils ne permettent en général que de donner la prédominance à l'onde désirée sans pour cela éliminer complètement l'action de l'autre.

---

(1) Voir *O E.*, **6**, déc. 1927, pp. 561.

Il est possible de réaliser l'indépendance complète des deux ondes et de capter ou exciter exclusivement l'une ou l'autre d'entre elles au choix. Il suffit pour cela d'utiliser la remarque faite plus haut et d'après laquelle les sens relatifs des courants dans les deux bobines sont inversés lorsque l'on passe d'une onde à l'autre. Si donc on réalise un couplage magnétique, par exemple celui d'un circuit secondaire, à l'aide de deux petites bobines mises en série et couplées chacune avec l'une des bobines du circuit, les f. é. m. d'induction s'ajoutent pour une onde et se retranchent pour l'autre. En réglant convenablement les valeurs des couplages des petites bobines avec le circuit, on peut annuler complètement les effets d'induction de cette dernière tout en conservant un couplage normal pour la première. On peut ainsi soustraire totalement un circuit secondaire à l'action perturbatrice des vibrations de l'antenne sur l'onde qui ne l'intéresse pas, même si ces vibrations sont intenses.

Cette propriété remarquable donne beaucoup de souplesse aux réglages des antennes bi-ondes; nous en verrons plus loin diverses applications.

6° RECEPTION BI-ONDE

Une réception bi-onde comprend un collecteur d'onde, constitué par une des antennes schématisées fig. 15 et 18 et accordé sur les deux ondes à recevoir.

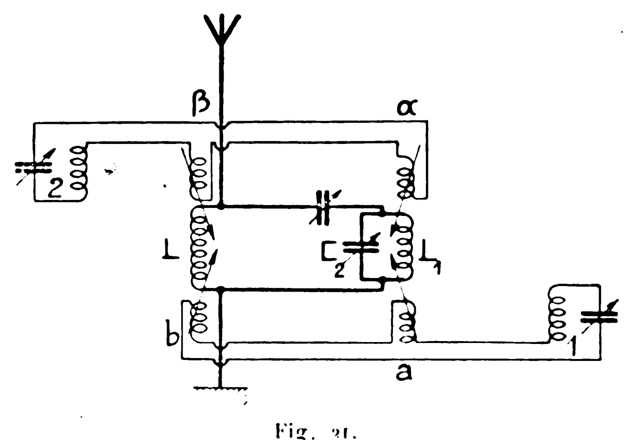


Fig. 21.

A cette antenne sont couplés deux circuits secondaires, accordés chacun sur l'une des ondes et actionnant les récepteurs correspon-

dants qui peuvent être d'un type courant et quelconque. Les couplages sont réalisés chacun à l'aide de deux petites bobines, mises en séries dans les circuits secondaires, et réglés comme il a été dit au paragraphe précédent de façon à soustraire chaque circuit aux effets des vibrations de l'antenne sur l'onde qui ne le concerne pas.

Ce dispositif est applicable aux deux types d'antennes étudiés. La fig. 21 schématise le cas d'une réception simultanée de deux ondes écartées et dans laquelle les circuits secondaires 1 et 2 sont reliés à l'antenne par couplage lâche à l'aide de 2 petites bobines *ab* et $\alpha\beta$. Pour que le fonctionnement soit correct, il est avantageux d'éliminer tout couplage direct entre les deux circuits secondaires et par suite d'éloigner le plus possible les bobines de couplage *ab*, $\alpha\beta$; on peut aussi constituer les bobines L et L_1 par deux tronçons éloignés l'un de l'autre et auxquels on couple respectivement les petites bobines de chaque circuit secondaire.

7° EMISSION BI-ONDE

L'émission simultanée de deux ondes distinctes sur une même antenne peut s'effectuer sans peine par les procédés habituellement utilisés; la seule précaution à prendre consiste à assurer l'indépendance complète de fonctionnement de chaque onde en utilisant les règles générales de couplage énoncées ci-dessus.

De nombreuses réalisations sont possibles; nous en décrirons rapidement quelques-unes à titre d'exemple :

A. — *Excitation indirecte.*

Le montage à excitation indirecte est la plus simple en principe: il consiste à exciter séparément les deux ondes d'une antenne à double résonance à l'aide de deux émetteurs séparés, accordés respectivement sur chaque onde, et couplés à l'antenne par l'intermédiaire d'amplificateurs à lampes d'un type courant.

La seule particularité du montage réside dans le mode de couplage qui doit être fait de telle sorte que les vibrations, même puissantes, de l'antenne sur l'une de ses ondes ne provoquent aucune réaction perturbatrice dans les organes générateurs de l'autre. Ce résultat est obtenu en effectuant le couplage de chaque amplificateur à l'antenne à l'aide de deux bobines, couplées respectivement avec chacune des bobines de l'antenne; chaque groupe de deux bo-

bines est réglé à l'extinction pour l'onde qui ne le concerne pas. La

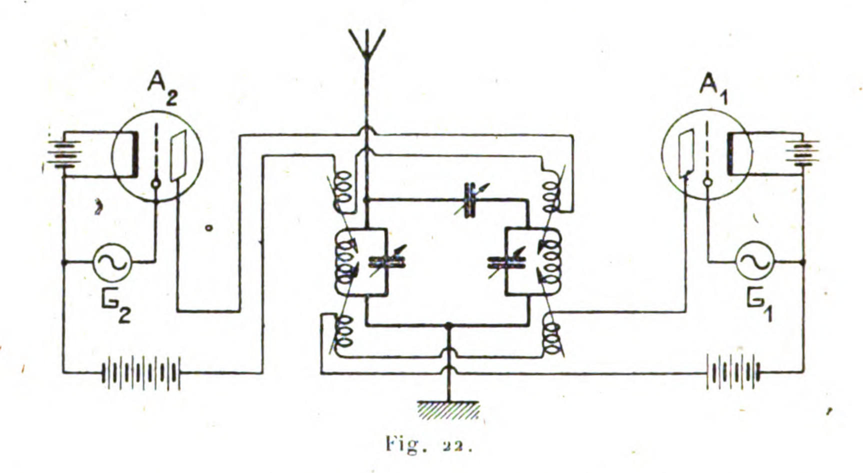


Fig. 22.

figure 22, donne un exemple d'un émetteur à deux ondes rapprochées.

B. — *Excitation directe.*

Il est possible également, comme on le fait d'ordinaire, de provoquer l'auto-entretien des oscillations libres d'une antenne com-

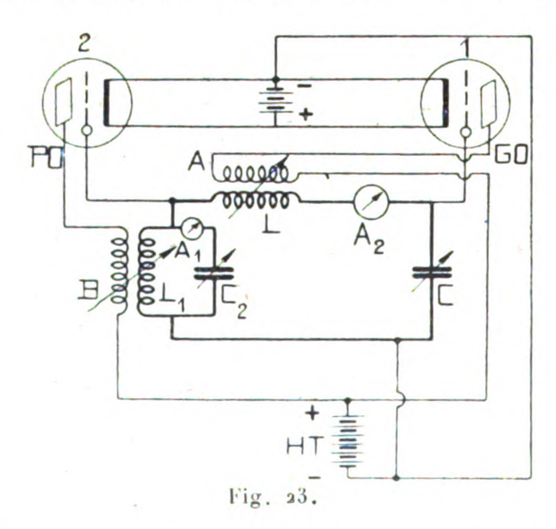


Fig. 23.

plexe sur l'une quelconque de ses ondes en la reliant convenablement à une ou plusieurs triodes en parallèles. En utilisant deux groupes de lampes, on peut de même amorcer simultanément les

deux régimes oscillatoires de l'antenne et réaliser ainsi une émission bi-onde à excitation directe.

Les couplages de l'antenne avec les lampes doivent être choisis de telle sorte que les oscillations sur l'une des ondes n'apportent aucune perturbation sensible au fonctionnement des lampes servant à l'entretien de l'autre. On peut combiner à cet effet les couplages électriques et magnétiques.

Le schéma de la fig. 23 fournit un exemple d'excitation de deux ondes éloignées dans un circuit complexe. Il dérive directement du schéma mono-onde classique de la fig. 24.

Le circuit oscillant est branché directement et simultanément dans les circuits de grille des lampes génératrices 1 et 2. La liaison avec la lampe 1 est faite par le condensateur C aux bornes duquel la tension est très faible pour la petite onde; ce qui entraîne comme conséquence que seule la grande onde peut agir sur la grille de la lampe 1. De même la liaison avec la lampe 2 est faite par le bouchon L_1C_2 en sorte que cette lampe n'est influencée que par la petite onde.

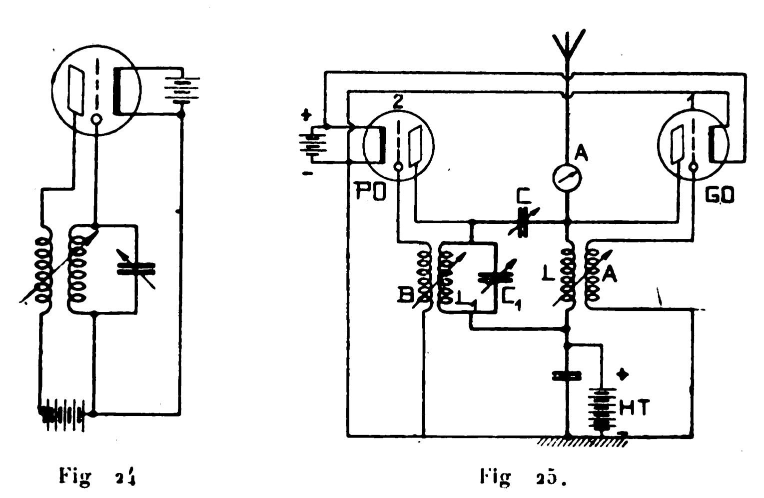


Fig 24 Fig 25.

Les couplages des circuits de plaque sont réalisés par les bobines A et B couplées respectivement avec les bobines L et L_1 dans lesquelles se localisent chacune des deux ondes.

Cet ensemble de connexions permet d'exciter la grande onde avec la lampe 1 et la petite onde avec la lampe 2; les deux ondes sont stables et coexistent sans difficulté dans le circuit. Il n'y a entre elles aucune réaction perturbatrice en sorte qu'elles sont parfaite-

ment indépendantes et peuvent être excitées au choix simultanément ou séparément. Des ampèremètres placés en A_1 et A_2 fournissent respectivement les valeurs des intensités de la petite et de la grande onde.

Ce montage ne peut être utilisé pour constituer une antenne bionde car on serait conduit à mettre une des grilles à la terre. On peut lui substituer celui de la fig. 25 dérivé du montage classique mono-onde de la fig. 26. La séparation des deux ondes est ici moins parfaite en ce sens que les oscillations de l'antenne sur la petite onde provoquent de fortes oscillations de la tension de plaque de la lampe génératrice de la grande onde (lampe 1); mais en pratique le fonctionnement est très satisfaisant. L'ampèremètre A placé dans l'antenne permet de mesurer soit l'intensité I_1 de la petite onde seule, soit l'intensité I_2 de la grande onde seule, soit enfin l'intensité résultante I lorsque les 2 ondes sont émises simultanément : on a très sensiblement en pratique

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2}$$

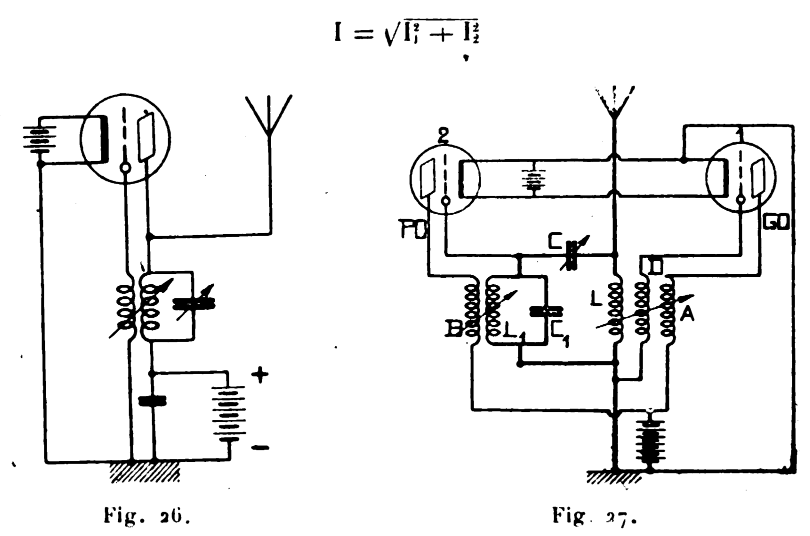


Fig. 26. Fig. 27.

On pourrait aussi utiliser le montage de la fig. 27 dérivé de celui de la fig. 25, mais dans lequel le couplage électrique avec la plaque de la lampe 1 est remplacé par un couplage magnétique avec la bobine L de l'antenne, couplage qui est également très faible pour la petite onde.

Si on voulait une séparation absolue entre les deux ondes, on pourrait remplacer les couplages magnétiques à une bobine de la fig. 27 par des couplages analogues à 2 bobines placées respec-

tivement dans les champs des bobines L et L_1 de l'antenne et réglées à l'extinction pour l'onde nuisible.

Beaucoup d'autres combinaisons sont encore possibles, mais les exemples que nous venons de donner mettent bien en lumière les règles qui président à leur établissement et le lecteur pourra sans peine établir des schémas analogues pour une antenne à deux ondes rapprochées. Nous n'insisterons donc pas davantage pour ne pas allonger inutilement cette étude.

8° CONCLUSIONS

Après avoir montré dans une première étude comment on pouvait réaliser des circuits susceptibles de vibrer sur plusieurs ondes propres; nous avons abordé l'examen des circuits bi-ondes et fixé notre choix sur deux circuits particulièrement simples.

Nous avons examiné en détail les modes de vibration de ces deux circuits sur leurs ondes de résonance et montré que leur emploi permettait la solution générale du problème des circuits bi-ondes, quelles que soient les valeurs relatives des deux ondes, avec une bonne indépendance de réglage pour chacune d'elles.

Nous avons passé en revue les principales propriétés de ces circuits qui permettent, par des couplages électriques et magnétiques, de capter ou d'exciter au choix et indistinctement l'une ou l'autre des ondes.

Enfin nous avons utilisé ces résultats pour l'établissement de postes de réception et d'émission bi-ondes et donné quelques schémas qui illustrent les possibilités d'emploi de ces circuits pour des liaisons radiotélégraphiques ou radiotéléphoniques.

En résumé, nous avons donné le principe et la description d'un ensemble de circuits qui permettent l'émission ou la réception simultanée de deux ondes sur une même antenne. Ces circuits peuvent avoir de nombreuses applications :

1° Télégraphie ou téléphonie duplex;

2° Emission et réception simultanées sur une même antenne, (téléphonie continue comme dans une liaison avec fil).

3° Télégraphie ou téléphonie secrète.

Nous n'entreprendrons pas ici la description de ces applications, nous réservant d'y revenir ultérieurement.

L. Brillouin et E. Fromy.

NOTE SUR LE CHOIX PRÉLIMINAIRE DES CONSTANTES ÉLECTRIQUES D'UNE ANTENNE PSEUDOSYMÉTRIQUE

Par M. WASERMAN,

Ingénieur électricien (Ec. Polyt. Varsovie),
Ingénieur Radio E. S. E ,
Ingénieur à la Compagnie « La Métallurgie Electrique ».

Les lecteurs de l'*Onde Electrique* ont trouvé, dans un article publié récemment, les renseignements détaillés concernant l'établissement d'un projet d'antenne, dont les constantes électriques peuvent être déterminées avec une précision suffisante dans le cas où cette antenne possède les propriétés de pseudosymétrie. Ces constantes électriques : la longueur d'onde propre, la capacité effective et la hauteur effective de l'antenne doivent être choisies d'avance et ce choix dépend de beaucoup de considérations, qui peuvent être partagées en trois groupes :

Les unes concernant les caractéristiques extérieures du poste entier, auquel l'antenne est destinée, imposées généralement au constructeur de l'antenne (puissance et longueur d'onde de travail); les autres tendant à améliorer la qualité et le fonctionnement de l'antenne elle-même ; le constructeur est ici assez libre et peut faire varier dans des limites relativement larges les données du problème se rapportant au but qu'il s'est proposé ; enfin, le troisième facteur, non moins important, est le prix de revient de l'installation, qui peut parfois s'opposer à la réalisation du projet le plus opportun.

Ainsi, la longueur d'onde propre de l'antenne, dépendant en principe de la longueur d'onde de travail de la station radiotélégraphique, dépend aussi des conditions du meilleur rendement. En effet, les considérations théoriques et pratiques montrent que, λ étant la longueur d'onde de travail et λ_0 la longueur d'onde propre de l'antenne, le minimum de pertes dans l'antenne est réalisé, quand : [1]

$$\frac{\lambda}{\lambda_0} = 2 \text{ à } 3.$$

---

[1] Voir *Les Antennes de T. S. F.* du Ct Vieillard.

En somme, cette grandeur ne peut être choisie arbitrairement, mais sa valeur définitive peut varier de $\pm$ 25 pour cent, sans inconvénient sensible pour les meilleures conditions de fonctionnement.

La capacité effective totale de l'antenne ne dépend que de la disposition et du diamètre de fils employés ; elle influe sur la distribution du courant dans la descente. La hauteur effective est proportionnelle à l'aire de la courbe représentant la distribution du courant le long du fil vertical équivalent à la descente. La descente peut être d'autant plus longue que la hauteur des pylônes est plus grande ; la hauteur effective est donc fonction directe de la hauteur des pylônes et de la capacité de l'antenne. Examinons successivement chacun de ces facteurs.

La hauteur des pylônes dépend surtout des considérations de nature pratique, soit des conditions du terrain, ou du prix de revient de l'antenne, ou encore de l'ordre de grandeur du poste, car l'antenne faisant partie d'un ensemble d'installations, ne peut être disproportionnellement puissante, ni relativement trop chère. Par ailleurs, la hauteur des pylônes est fixée déjà dans l'avant-projet de l'installation ; le constructeur de l'antenne n'est pas libre, par conséquent, d'en disposer comme il juge convenable.

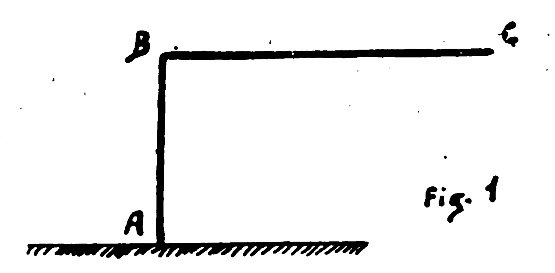
Il reste à savoir, si le choix de la capacité effective est laissé à la disposition du constructeur, autrement dit, étant donné la longueur d'onde propre et la hauteur des pylônes précédemment établie, peut-on choisir la capacité telle que l'on puisse :

1° Essayer de rapprocher autant que possible la hauteur effective de la hauteur du point d'attache de l'entrée de poste ;

2° Bien utiliser le terrain, en prévoyant une forme d'antenne couvrant toute la place disponible, tout en gardant l'onde propre fixée d'avance (ce qui peut être réalisé par un choix convenable de la capacité).

La réponse est négative. Pour le démontrer examinons la formule principale de la répartition du courant dans l'antenne simple composée de deux éléments, employée par le commandant Vieillard dans son livre précité, appliquée au cas où les deux éléments sont reliés directement entre eux (l'antenne complexe pseudosymétrique pouvant être ramenée au cas de l'antenne simple envisagée).

Rappelons les notions concernant les deux parties de l'antenne (fig. 1).



Partie AB (l'entrée de poste peut être en général considérée comme telle) :

λ_E — longueur d'onde propre de la partie AB vibrant en quart d'onde.

G_E — capacité totale de la partie AB.

Partie BC (dans le cas des antennes en L ou en T c'est la nappe qui joue le rôle de ce tronçon) :

λ_N — longueur d'onde propre de la partie BC vibrant en quart d'onde).

G_N — capacité totale de la partie BC.

Appelons en outre :

λ_0, la longueur d'onde propre de l'antenne

G_0, la capacité totale de l'antenne.

On a la relation fondamentale :

$$\frac{\lambda_E}{4G_E} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_E}{\lambda_0} - \frac{\lambda_N}{4G_N} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_N}{\lambda_0} = 0,$$

d'où :

$$\frac{G_E}{G_N} \cdot \frac{\lambda_N}{\lambda_E} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_E}{\lambda_0} = \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_N}{\lambda_0}. \qquad (1)$$

La capacité totale :

$$G_0 = G_E + G_N, \qquad (2)$$

mais c'est G_N qui joue le rôle prépondérant dans les antennes à capacité terminale. G_E est presque indépendante de la façon dont est établie l'entrée du poste ; en effet, la hauteur du point d'attache H étant donnée par ailleurs, on obtient grossièrement cette capacité en appliquant la formule :

$$G_0 = \frac{H}{2 \log \frac{4H}{d}}.$$

où d est l'épaisseur du brin de la descente. Or, H étant toujours de l'ordre de dizaines de mètres, et d de l'ordre de millimètres, le rapport $\frac{4H}{d}$ est un nombre grand et son logarithme varie lente-

ment avec la variation de *d*. Le praticien peut d'ailleurs prévoir à l'avance un brin convenable au point de vue de la résistance mécanique, et la capacité de la descente peut être considérée, sinon comme fixée d'avance avec précision, du moins comme indépendante du brin employé, de la disposition des fils de la descente et comme n'exerçant aucune influence sur la valeur de la capacité totale.

De même la grandeur λ_E, égale en principe à 4H, si la descente est composée d'un seul fil vertical, ne varie pas sensiblement quand l'entrée est plus complexe et plus longue que la hauteur du point d'attache. Ceci entendu, on admet que pour n'importe quelle disposition de la nappe, λ_E et G_E ne varieront pas ; par conséquent, l'équation (1) peut être écrite sous la forme :

$$K\,\lambda_N = \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_N}{\lambda_0}. \qquad (1 \; bis)$$

Cette équation se prête facilement à une solution graphique, cette solution correspondant aux points d'intersection des courbes représentant les fonctions :

$$y = k\lambda_N$$

et

$$y = \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_N}{\lambda_0}. \quad \text{(fig. 2)}$$

On obtient une infinité de solutions aux points A_0, A_1, A_2, A_3... ; mais il est facile de constater qu'il n'y a que le point A_0 qui donne

la solution que nous cherchons ; en effet, l'onde propre de l'antenne totale doit être nécessairement supérieure aux ondes propres de ses parties, donc

$$\lambda_N < \lambda_0,$$

et

$$\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_N}{\lambda_0} < \frac{\pi}{2}$$

Il est facile de voir qu'il peut ne pas y avoir d'intersection dans le premier quart ; il suffit pour cela que le coefficient angulaire de la droite $y = R\lambda_N$ soit inférieur à la dérivée de la fonction $f(\lambda_N) = \mathrm{tg}\ \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_N}{\lambda_0}$ au point $\lambda_N = 0$. Pour avoir une solution réelle, il faut :

$$R \geqslant \left| \frac{df(\lambda_N)}{d\lambda_N} \right|_{\lambda_N = 0} \qquad (3)$$

d'où (éq. 1) :

$$\frac{df(\lambda_N)}{d\lambda_N} = \frac{\pi}{2\lambda_0} \cdot \frac{1}{\cos^2 \frac{\pi\lambda_N}{2\lambda_0}} = \frac{\pi}{2\lambda_0}\ \text{p.}\ \lambda_N = 0\ ;$$

$$\frac{G_E}{G_N\lambda_E}\ \mathrm{tg}\ \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_E}{\lambda_0} \geqslant \frac{\pi}{2\lambda_0};$$

$$G_N \leqslant \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\lambda_0}{\lambda}\ \mathrm{tg}\ \frac{\pi}{2}\ \frac{\lambda_E}{\lambda_0} \cdot G_E.$$

Tenant compte de l'équation (2), on trouve :

$$G \leqslant G_E\left(\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\lambda_0}{\lambda_E}\ \mathrm{tg}\ \frac{\pi\lambda_E}{2\lambda_0} + 1\right)\dots \qquad (4)$$

Cette formule représente la capacité *maxima* réalisable dans une antenne dont la longueur d'onde propre et la hauteur de suspension sont fixées d'avance. Si, pour une raison quelconque, la capacité demandée devait être supérieure à cette valeur-limite, il convient de renoncer à la condition de meilleur rendement et d'accepter la longueur d'onde propre plus élevée. Toutefois, il vaut mieux se maintenir sensiblement au-dessous de cette valeur-limite, étant donné que l'antenne avec l'onde propre de la nappe trop courte aura ses rapports de dimensions linéaires trop éloignés des rapports usuels. C'est donc cette considération pratique qui doit guider le constructeur avant de choisir définitivement sa longueur d'onde propre.

M. Waserman.

LA STATION RADIOTÉLÉPHONIQUE DE PRAGUE

par É.-M. DELORAINE

(*Suite et fin*) [1]

II. — Description de l'appareillage.

Les appareils dont l'ensemble forme la station radiotéléphonique peuvent être divisés ainsi qu'il suit :

1° Les microphones et amplificateurs;

2° Le transmetteur radiotéléphonique;

3° Les machines;

4° L'antenne et la prise de terre.

Ces appareils se divisent aussi en deux groupes : le premier, qui comprend les microphones et amplificateurs, se trouve placé en partie dans le studio, en partie dans une salle voisine; le second groupe, comprenant le transmetteur, les machines, l'antenne et la prise de terre, se trouve dans un bâtiment en dehors de la ville de Prague, à peu de distance du faubourg de Stratnize.

I. — *Microphones et amplificateurs.*

Deux types de microphones sont employés ; le premier est généralement connu sons le nom de microphone à double bouton ; le second sous le nom de transmetteur à condensateur. Ces deux transmetteurs donnent une excellente qualité de reproduction, mais au détriment de leur rendement. Le microphone à double bouton est environ 1.000 fois moins sensible que le microphone ordinaire du type « solid back ». Le transmetteur à condensateur est 1.000.000.000 moins sensible que le microphone ordinaire du type « solid back ». On doit donc employer plusieurs étages d'amplification à basse fréquence avant de pouvoir envoyer les courants produits dans une ligne téléphonique où il existe toujours certains courants induits par les circuits voisins.

---

(1) Voir *O. E.*, 7, janvier 1928, p. 21.

Le microphone à double bouton est formé d'un diaphragme d'acier fortement tendu et placé à très petite distance d'une seconde plaque d'acier. Le volume d'air placé entre ces deux plaques communique avec l'air extérieur à travers une série de petits trous percés dans la plaque arrière du transmetteur. Lorsque le diaphragme vibre, l'air entre le diaphragme et la plaque parallèle produit un amortissement suffisant pour assurer une bonne reproduction de la parole et de la musique. Le centre du diaphragme est couvert d'une mince couche d'or et de chaque côté se

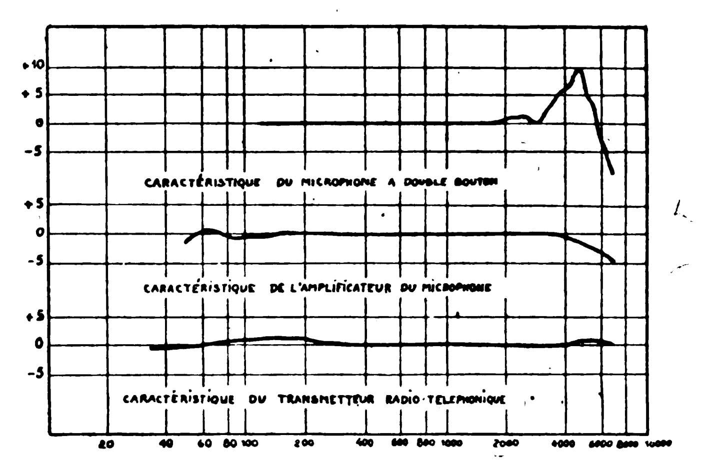


Fig. 6. — Caractéristiques, en fonction de la fréquence, du microphone, de l'amplificateur et du transmetteur.

trouvent deux petites chambres contenant du charbon en forme de granules. La résistance moyenne de chaque chambre de granules de charbon est d'environ 400 ohms, et, comme les deux côtés du transmetteur sont en parallèle, la résistance totale est de 200 ohms. L'emploi du double bouton élimine presque complètement la distorsion qui, autrement, serait introduite en raison de la nature non linéaire de la caractéristique résistance en fonction de la pression sur une capsule de charbon granulé de ce genre. On a supprimé toute embouchure sur le microphone, car celle-ci introduisent toujours un certain degré de distorsion. Le microphone est protégé mécaniquement par une suspension à ressort placée dans une cage de dimensions suffisantes.

Ce transmetteur, bien qu'ayant beaucoup d'avantages au point de vue du rendement et de la robustesse, a cependant l'inconvénient de produire un léger bruit continu dû au passage du

courant à travers le carbone. On peut se débarrasser de ce bruit par l'emploi du transmetteur à condensateur, figure 8. Ce dernier à des dimensions qui sont sensiblement les mêmes que celles du microphone à double bouton. Le diaphragme est aussi du même genre, mais la plaque parallèle au diaphragme est beaucoup plus rapprochée, la distance étant réduite à 25 millièmes de millimètre. La capacité entre ces deux plaques est seulement de 400 micromicrofarads, ce qui rend nécessaire l'emploi de conducteurs très courts entre le transmetteur et la première lampe amplificatrice.

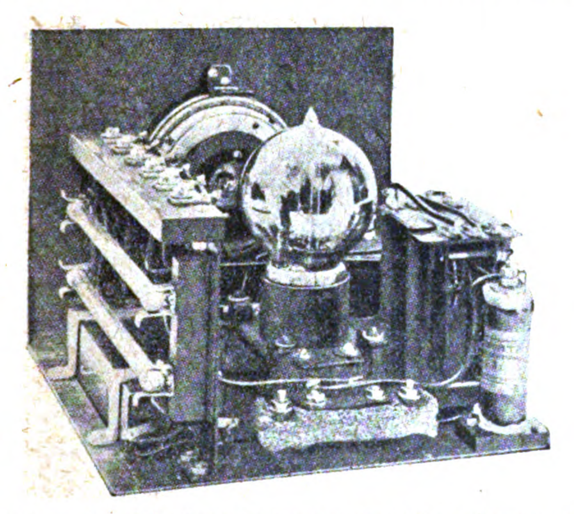


Fig. 7. — Amplificateur du transmetteur à condensateur.

Ces conducteurs ne sont sujets qu'aux très faibles variations de courant correspondant aux variations de capacité du transmetteur, ils sont donc très sujets à l'induction électrostatique et électro-magnétique avec d'autres circuits. Il est donc nécessaire de protéger ces conducteurs et l'amplificateur lui-même par des écrans, l'amplificateur étant placé directement derrière le transmetteur à condensateur (fig. 7).

L'ensemble transmetteur à condensateur et amplificateur dans un cas, ou microphone à double bouton dans l'autre, est ensuite connecté à l'amplificateur de contrôle. Cet amplificateur comprend tous les circuits nécessaires pour les différentes opérations de réglage et pour l'écoute.

Cet équipement est placé dans une chambre séparée, côté du studio. Le principal travail de l'opérateur est d'envoyer la mu-

sique ou la parole sur la ligne du transmetteur radiotéléphonique à un niveau convenable déterminé à l'avance. Ce niveau est mesuré à l'aide de l'indicateur de volume. Cet appareil n'est autre qu'une lampe opérant en un point déterminé de la partie inférieure de la caractéristique. On peut alors calibrer les valeurs de courant plaque en fonction des tensions alternatives appliquées sur la grille et la lampe devient un voltmètre dans l'échelle des fréquences audibles. Ce voltmètre est placé en dérivation sur le circuit de sortie de l'amplificateur du microphone, et on fait varier le degré d'amplification jusqu'à ramener la valeur de la tension de sortie entre des limites données.

L'amplificateur du microphone comprend trois étages d'amplification. La première lampe est du type à haute impédance et le coefficient d'amplification d'environ 30. Les deux lampes qui suivent sont plutôt des lampes de puissance ayant une amplification moindre et une impédance beaucoup plus basse, mais à forte émission du filament, et capables de dissiper 5 watts sur la plaque.

Le couplage entre le microphone et la première grille se fait à travers un transformateur, la plaque de la première lampe est couplée à la grille de la seconde à travers une bobine de choc, un condensateur et un potentiomètre qui permet de changer le degré d'amplification entre les limites voulues, l'amplification maximum de puissance étant d'environ 100.000.000. La dernière lampe est enfin couplée à la ligne à travers un transformateur dont le secondaire a une impédance de 500 ohms. La caractéristique de l'amplificateur complet en fonction de la fréquence est tout à fait excellente et est donnée fig. 6.

L'amplificateur du haut-parleur est connecté en dérivation sur les bornes de sortie de l'amplificateur du microphone. Il produit des courants d'intensité suffisante pour faire fonctionner un haut-parleur du type « Kone » avec un volume suffisant pour pouvoir juger la qualité de la transmission. La lame employée est capable de dissiper 5 watts sur la plaque. Cet amplificateur peut être connecté instantanément au moyen d'une clef téléphonique, soit à la ligne de sortie, c'est-à-dire avant que la voix ou la musique n'ait servi à moduler les courants de haute fréquence du transmetteur, soit aux bornes de sortie d'un appareil de réception accordé sur la longueur d'onde de la station. On peut donc instantanément comparer la qualité de la voix ou de la musique à la sortie de l'ampli-

ficateur du microphone, avec la qualité après transmission et réception radiotéléphonique.s

Le panneau de contrôle comprend des jacks en nombre suffisant pour connecter les lignes qui vont aux théâtres, salles de concerts, etc... ; et qui servent dans les transmissions de programmes extérieurs. Il comprend aussi un téléphone pour communiquer avec le studio et plusieurs autres clefs, en particulier dans le circuit de microphone et le circuit d'écoute.

Transmetteur radiotéléphonique.

La caractéristique essentielle du circuit du transmetteur réside en ce que les courants haute fréquence ne sont pas modulés comme à l'habitude directement dans les lampes qui débitent sur l'antenne, mais à ce que la modulation est faite à puissance réduite, environ 500 watts, les courants haute fréquence modulés étant ensuite amplifiés par deux lampes en parallèle délivrant dans l'antenne une onde porteuse de 5 kW. Le circuit comprend tout d'abord un tube de 50 watts dissipation destiné à amplifier les courants téléphoniques à une valeur suffisante pour moduler les grilles de deux lampes modulatrices en parallèle, chacune ayant une dissipation plaque de 200 watts. Ces deux lampes sont couplées à deux lampes haute fréquence du même modèle, suivant la méthode de modulation de Heising, le circuit de sortie des deux lampes oscillatrices étant un circuit anti-résonant accordé à la fréquence de l'onde porteuse. Un potentiomètre est connecté en pont sur une partie de ce circuit anti-résonnant, et la tension haute fréquence nécessaire pour les grilles des tubes amplificateurs haute fréquence est obtenue en faisant une prise en un point convenable de ce potentiomètre.

Ces cinq premières lampes sont refroidies par radiation ; elles emploient des filaments en platine-nickel recouvert d'oxydes de barium et strontium, ce qui présente de nombreux avantages, le plus important étant que le filament opère à température de saturation, c'est-à-dire que l'émission ne change pas dans de grandes proportions pour les variations habituelles de tension des machines. La première lampe opère avec une tension plaque d'environ 1 000 volts et un courant de plaque moyen d'environ 40 milliampères. Les autres lampes du type 200 watts, sont employées avec une tension plaque de 1.500 volts.

Les lampes employées pour l'amplificateur haute fréquence sont d'un type entièrement différent. La plaque se trouve à l'extérieur de la lampe, et une circulation d'eau est établie autour de la plaque, maintenant celle-ci à une température qui n'excède pas 50° à 70°C. La plaque en cuivre est directement soudée au verre suivant une méthode développée par M. Housekeeper. La grille et les supports de grille sont en molybdène, le filament est en tungstène pur. La tension plaque normale de cette lampe est 10 000 volts, la puissance consommée par le filament est 1 kW. La tension grille négative qui réduit à zéro le courant plaque est environ 300 volts lorsque la tension plaque est 10 000 volts. Les tubes sont capables de fournir d'une façon continue une puissance de haute fréquence de 10 kW, le courant plaque étant alors approximativement de 1,4 ampère.

On sait que l'amplitude du courant d'antenne varie en accord avec les courants téléphoniques, l'amplitude pouvant varier depuis zéro jusqu'au double de la valeur correspondant à l'onde porteuse. La puissance dans l'antenne pendant les maxima de courant est donc quatre fois plus grande que la puissance correspondant à l'onde porteuse. Autrement dit, une station prévue pour 5 kW dans l'antenne doit avoir des lampes capables de délivrer 20 kW, tout au moins pendant une fraction de seconde. Dans la station qui est décrite, les tubes sont capables de fournir dans l'antenne d'une façon continue une puissance non-modulée de 20 kW. L'amplification d'une onde haute fréquence modulée est un problème qui est très différent de l'amplification des courants de fréquences téléphoniques, une des raisons étant que, dans une bande donnée, les courants correspondant aux harmoniques des fréquences téléphoniques les plus basses se trouvent compris dans les limites de cette bande, et sont impossibles à séparer des courants fondamentaux de même fréquence ou de fréquence voisine. En haute fréquence, au contraire, les harmoniques d'une bande téléphonique donnée sont entièrement en dehors de cette bande, et il est facile d'éliminer ces harmoniques par l'emploi de filtres très simples. Il est impossible par suite de faire fonctionner une lampe amplificatrice basse fréquence avec une tension négative de grille très élevée et un courant plaque de nature pulsatoire correspondant seulement aux alternances positives de tension grille. On obtiendrait ainsi un rendement relativement élevé, mais en même temps la production d'harmoniques serait telle que la qualité des sons

serait complètement modifiée. Il est donc nécessaire de choisir un point qui soit approximativement au milieu de la caractéristique, et de se contenter d'un rendement faible. Dans le cas d'une lampe amplificatrice haute fréquence, le problème est différent. On a parfaitement le droit d'introduire de la distorsion dans la forme de l'onde haute fréquence, pourvu que l'on conserve la forme de l'enveloppe des maxima des cycles successifs. On produira ainsi des harmoniques de l'onde modulée haute fréquence, mais il sera possible d'empêcher ces harmoniques d'arriver à l'antenne par l'emploi de circuits accordés entre les lampes amplificatrices et l'antenne.

Les circuits de la station décrite sont étudiés de façon à faire fonctionner les lampes de cette dernière façon. La tension négative de grille est de 250 volts, ce qui ramènerait le courant de plaque en l'absence de tension haute fréquence sur la grille à être approximativement nul. Sans modulation, les lampes fonctionnent environ au quart de leur capacité, le courant plaque de chacune d'elles étant d'environ 0,65 ampère. Pendant les maxima de modulation, la tension grille varie entre des limites telles que la lampe fonctionne avec un rendement élevé et le courant de plaque peut atteindre instantanément 1,3 ampère par lampe. Les variations de tension grille sont alors de l'ordre de — 800 volts à + 300 volts. Les variations de tension plaque sont d'environ zéro volt à + 20.000 volts. Quand la tension plaque est élevée, le courant dans la lampe est faible, et inversement le courant plaque est maximum quand la tension plaque est basse; les pertes dans le tube qui sont le produit du courant par la tension plaque restent donc faibles.

Les variations de tension plaque données précédemment supposent naturellement que le circuit de sortie est accordé et introduit une résistance convenable dans le circuit de plaque pour l'obtention du rendement optimum. Le circuit de sortie est formé par un circuit anti-résonnant accordé à la fréquence de l'onde porteuse. Le condensateur dans ce circuit a une valeur suffisante pour que les harmoniques produits par cette méthode d'emploi des lampes soient pratiquement court-circuités par la faible réactance du condensateur aux fréquences harmoniques, l'énergie correspondant à ces harmoniques étant par suite dissipée à l'intérieur de la lampe.

Comme précaution supplémentaire contre la radiation d'harmoniques, le couplage entre le circuit de sortie et l'antenne est

obtenu à l'aide d'un condensateur. Le couplage devient donc très faible pour les harmoniques d'ordre successif.

L'emploi des lampes de puissance comme amplificateurs de haute fréquence conduit aussi à une autre remarque. Nous avons vu qu'il était nécessaire de produire des tensions positives élevées sur la grille des lampes, afin de leur faire délivrer la puissance maximum. Pendant la portion du cycle où la grille est positive, le circuit grille-filament a une impédance faible, un courant élevé parcourant le circuit filament-grille. Le résultat est qu'il est nécessaire d'employer entre les lampes qui excitent les grilles et les grilles elles-mêmes un dispositif abaisseur de tension, au lieu des circuits habituels destinés à élever la tension, En effet, si, par exemple, un transformateur avec secondaire à haute impédance était employé, ce secondaire serait pratiquement court-circuité pendant une partie du demi-cycle positif, ce qui produirait un changement considérable dans l'impédance de sortie des lampes qui débitent sur le primaire de ce transformateur. Le résultat de ce dispositif serait que la caractéristique du système en fonction de l'amplitude s'abaisserait fortement à partir du moment où les grilles commencent à être positives. Avec un secondaire de faible impédance, par exemple la moitié de l'impédance minimum du circuit grille, le changement est naturellement réduit dans des proportions considérables, mais l'amplification d'un étage au suivant est réduite d'une façon appréciable.

On doit remarquer encore qu'un amplificateur haute fréquence de ce type augmente quelque peu le degré de modulation des courants qui sont appliqués sur la grille. Ceci est un résultat immédiat de la courbure de la caractéristique. Il n'est donc pas désirable de moduler complètement les courants qui serviront à exciter les grilles amplificatrices haute fréquence.

Le redresseur du type triphasé emploie des lampes du même genre que celles qui ont été décrites pour l'amplificateur haute fréquence. Ces lampes sont connectées avec la plaque au potentiel du sol, et le filament isolé pour la tension alternative d'une phase du secondaire plus la tension continue redressée. Les fluctuations de tension plaque sont arrêtées par un filtre formé d'une bobine de choc série et un condensateur en parallèle sur les bornes de sortie. Les filaments des lampes du redresseur sont chauffés en courant continu, car il est difficile d'employer le chauffage en courant alternatif sans avoir en même temps un ronflement indésirable sur l'onde porteuse détectée.

Une vue générale du transmetteur radiotéléphonique est donnée fig. 8. L'ensemble des appareils est divisé en six panneaux qui sont, en allant de gauche à droite : le panneau de distribution pour courants alternatifs, le panneau de distribution pour courants continus, l'ensemble oscillateur haute fréquence et modulateur, le redresseur triphasé, l'amplificateur haute fréquence et le panneau d'accord du circuit de sortie et de l'antenne. La tension triphasée du réseau local est d'abord ramenée à 220 V. Le voltmètre en haut du panneau de gauche permet de mesurer la tension sur chacune des trois phases. Trois rhéostats qui sont placés plus bas sont intercalés dans le primaire des transformateurs destinés à fournir le courant de chauffage des trois tubes redresseurs du quatrième panneau. La tension primaire doit être maintenue constante et égale à 200 V.

La station a été étudiée de façon à permettre le démarrage automatique simplement en pressant un seul bouton. Ce bouton poussoir est placé à gauche du premier panneau, en dessous des rhéostats. Le démarrage se fait par le jeu de relais retardés se fermant dans un ordre donné. Le bouton poussoir de droite contrôle le disjoncteur des plaques des lampes amplificatrices et en fonctionnement normal peut rester continuellement dans la position fermée. La poignée qui est au milieu du panneau, et un peu en dessous de ces boutons pressoirs, permet d'isoler le poste du réseau alternatif triphasé et doit de préférence être ouverte après la fin de transmission. Enfin, en bas de ce premier panneau, se trouvent deux relais à retard qui fonctionnent en cas de surintensité dans le primaire du transformateur du redresseur.

Les appareils de mesure du second panneau sont des voltmètres correspondant aux différentes génératrices à courant continu, à savoir la machine fournissant 14 V, la machine de 1 500 V, la machine de 22 V et la machine de 250 V. Les quatre rhéostats qui sont en dessous de ces voltmètres permettent de régler le courant d'excitation de ces machines et de régler les tensions sur les barres omnibus aux valeurs données plus haut.

Les deux boutons poussoirs de chaque côté de ce panneau permettent de couper le courant dans les bobines de champ et dans l'induit de la machine de 1 500 V.

Ces boutons peuvent rester dans la position fermée en fonctionnement normal. Les deux relais à temps en bas du panneau sont respectivement le relais en cas de surintensité sur la machine de 1 500 V, et le relais en cas de surintensité du courant redressé à 10 000 V.

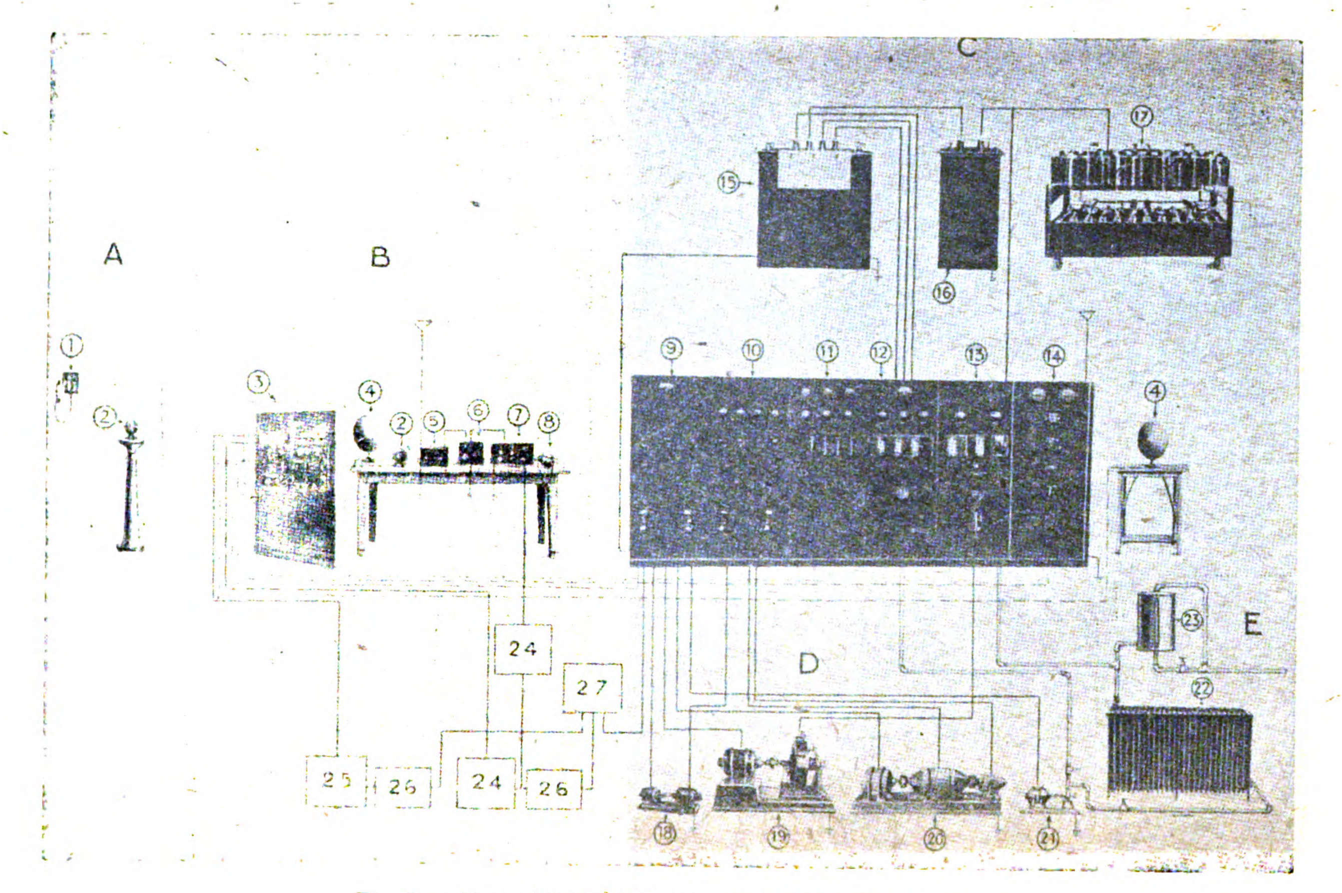


Fig. 8. — Plan général de l'équipement radiotéléphonique

LÉGENDE :

A. Studio.
B. Salle de contrôle.
C. Salle d'émission.
D. Salle des machines.
E. Salle des Radiateurs.
1. Appareil téléphonique du studio.
2. Microphone transmetteur.
3. Equipement d'entrée des courants vocaux.
4. Haut-parleur de contrôle.
5. Filtre pour récepteur radiotéléphonique.
6. Appareil d'accord du récepteur.
7. Récepteur radiotéléphonique.
8. Casque récepteur.
9. Panneau d'alimentation à courant alternatif.
10. Panneau d'alimentation à courant continu.
11. Oscillateur modulateur.
12. Redresseur
13. Amplificateur de puissance.
14. Appareil d'accord.
15. Transformateur à haute tension.
16. Bobine du filtre du redresseur.
17. Condensateur du filtre.
18. Moteur générateur de la tension grille de l'amplificateur de puissance.
19. Moteur générateur pour le filament de l'amplificateur de puissance.
20. Moteur générateur pour le filament et la plaque de l'oscillateur modulateur.
21. Pompe de circulation d'eau.
22. Radiateurs.
23. Réservoir d'évacuation.
24. Batterie de tension filament.
25. Batterie de tension plaque.
26. Redresseur.
27. Energie du Réseau.

- - - - - - - - Circuits d'entrée des courants vocaux.
— — — — — Circuits de contrôle
———— Circuits de commande.
▬▬▬▬ Circuits d'alimentation.

Le troisième panneau comprend d'abord six ampèremètres, qui sont dans les circuits suivants : circuit plaque des lampes modulatrices, circuit oscillant des lampes oscillatrices, circuit de plaque des lampes oscillatrices, circuit de grille des lampes modulatrices, circuit de plaque de la lampe amplificatrice, circuit de grille des lampes oscillatrices. Plus bas, on voit à travers une glace cinq lampes oscillatrices. Plus bas, enfin, se trouve le condensateur variable qui joue le rôle de vernier dans le réglage de la fréquence de la station.

Le quatrième panneau comprend tout d'abord le voltmètre continu pour la tension fournie par les lampes du redresseur. En dessous, se trouvent trois ampèremètres qui indiquent le courant redressé passant par chacune des lampes. On voit la partie supérieure de ces trois lampes à travers la glace. Plus bas, enfin, se trouve un thermomètre avec contact électrique qui mesure la température de l'eau servant au refroidissement des plaques des lampes du redresseur et protège ces lampes en cas d'arrêt ou d'insuffisance du courant d'eau.

Le cinquième panneau comprend deux ampèremètres dans le circuit de plaque des lampes amplificatrices haute fréquence, une glace permettant de voir la partie supérieure de ces lampes, un thermomètre ayant la même fonction que celui du quatrième panneau et un relais rapide fonctionnant en cas de surintensité dans les circuits de plaque.

Le dernier panneau comprend deux ampèremètres haute fréquence, l'un dans le circuit de sortie des lampes amplificatrices, l'autre dans l'antenne. Plus bas sont deux réglages à vernier pour l'accord de l'antenne et l'accord du circuit de sortie des lampes amplificatrices.

Machines.

Nous avons vu précédemment que les lampes refroidies par radiation ont une tension de chauffage de 14 V, et une tension plaque de 1 000 et 1 500 V. La machine de 14 V est du type ordinaire, sauf que le collecteur a été étudié spécialement afin de réduire au minimum les fluctuations de tension dues à la commutation. La machine de 1 500 V est une machine à deux collecteurs, correspondant à deux enroulements d'induit isolés l'un de l'autre. Chaque côté de la machine fournit 750 V et les deux moitiés sont mises en série pour obtenir la tension plaque nécessaire.

Les tubes amplificateurs à refroidissement par l'eau ont leurs filaments alimentés en courant continu sous 22 V. Chaque tube prend 42 ampères, ce qui donne un total de 84 ampères. Il est nécessaire que la tension de chauffage soit très constante et que la fluctuation due au collecteur soit réduite à un minimum. Ces conditions sont réalisées à l'aide d'une machine spéciale. Les balais

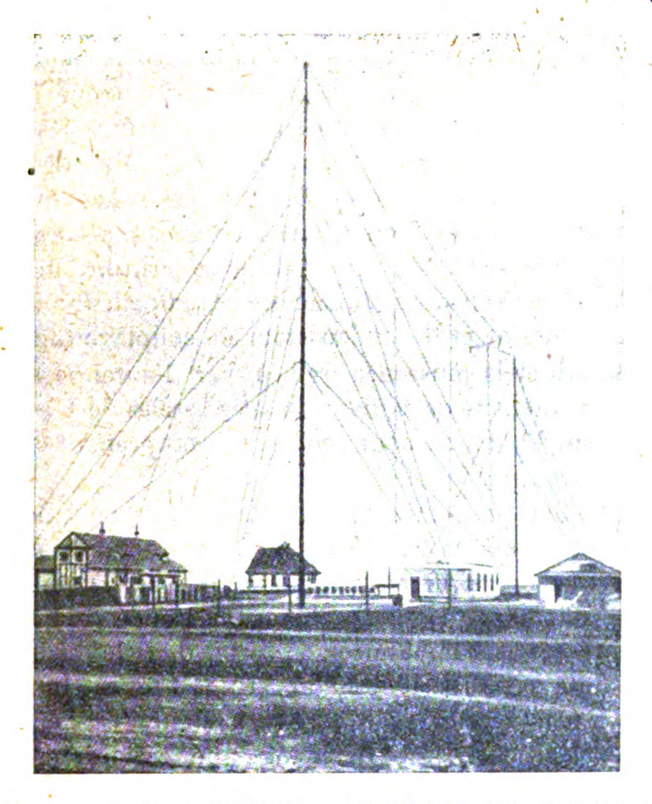


Fig. 9. — Antenne de la station radiotéléphonique de Prague.

de charbon ordinaires sont remplacés par des balais en un fin tissu de cuivre, dont la pression doit être réglée à une valeur donnée. La commutation est excellente si l'on prend la précaution de maintenir le collecteur toujours très propre.

La tension négative de grille est fournie par un petit groupe moteur-générateur, le moteur étant une petite machine à cage d'écureuil, le générateur étant une machine 250 V à courant continu, dont le côté positif est à la terre. Un second moteur de petites dimensions entraîne la pompe qui sert à faire circuler l'eau dans les tubes et ensuite dans le radiateur de refroidissement.

L'antenne a été étudiée pour obtenir un haut rendement.

La prise de terre est en forme d'arête de poisson, c'est-à-dire comprend un conducteur central assez gros s'étendant parallèlement à l'antenne, et des fils plus petits soudés transversalement à l'armature principale. La longueur de la prise de terre atteint environ 100 mètres et sa largeur approximativement 50 mètres; les fils sont disposés parallèlement tous les 50 centimètres.

Les deux mâts d'antenne atteignent 40 mètres de hauteur et sont écartés de 80 mètres. L'antenne comporte une nappe horizontale de 40 mètres de long et trois descentes d'antennes, cages cylindriques, de 5 cm de diamètre, composées de 6 fils. Ces descentes d'antenne sont par suite espacées de 20 mètres. Les descentes extrêmes sont reliées au sol à travers des bobines d'accord contenues dans de petit abris, et la descente centrale se termine sur le sommet du bâtiment et est reliée au transmetteur radiotéléphonique à travers la self d'antenne et le condensateur de couplage (fig. 9).

Pour déterminer la puissance radiée par l'antenne, on effectua des mesures d'intensité de signaux sur des cercles de 1,1 et de 6 km de rayon, ayant l'antenne pour centre et comprenant entre eux la ville de Prague.

Dans ces essais, pour mesurer la puissance de réception, on utilisa l'appareil représenté fig. 10 et 11. Il comprend essentiellement trois unités : un cadre, un récepteur à double détection et un oscillateur local de comparaison. Le champ de l'onde radio-électrique est déterminé par la comparaison directe dans le cadre entre la f. é. m. induite par le poste lointain, et une f. é. m. introduite par l'oscillateur local. L'onde provenant de la station est amplifiée dans le récepteur et produit après détection une certaine déviation sur un galvanomètre sensible. On fait alors tourner le cadre jusqu'à réduire le signal à une très faible intensité, puis l'oscillateur local est réglé pour donner, à la même fréquence que la station, une déviation du galvanomètre égale à celle que l'on a obtenue précédemment. Il est possible, étant donné le courant fourni par l'oscillateur local et la forme géométrique du cadre, de déterminer le champ électrique produit par la station éloignée.

L'intensité du champ électrique fut mesurée en 6 points à peu près régulièrement espacés sur le cercle de 1,1 kilomètre de rayon. La hauteur effective de l'antenne, pour les mesures effectuées sur ce cercle, avait une moyenne de 20,7 mètres.

Des mesures analogues prises en 12 points d'un cercle de 6 km.

de rayon donnèrent une hauteur moyenne effective de 19 mètres. En supposant que cette diminution de hauteur effective observée sur le deuxième cercle corresponde aux pertes d'énergie entre les deux cercles, la résistance de radiation correspondant au premier est de 5.07 ohms. Or, le courant total dans l'antenne est de 31 am-

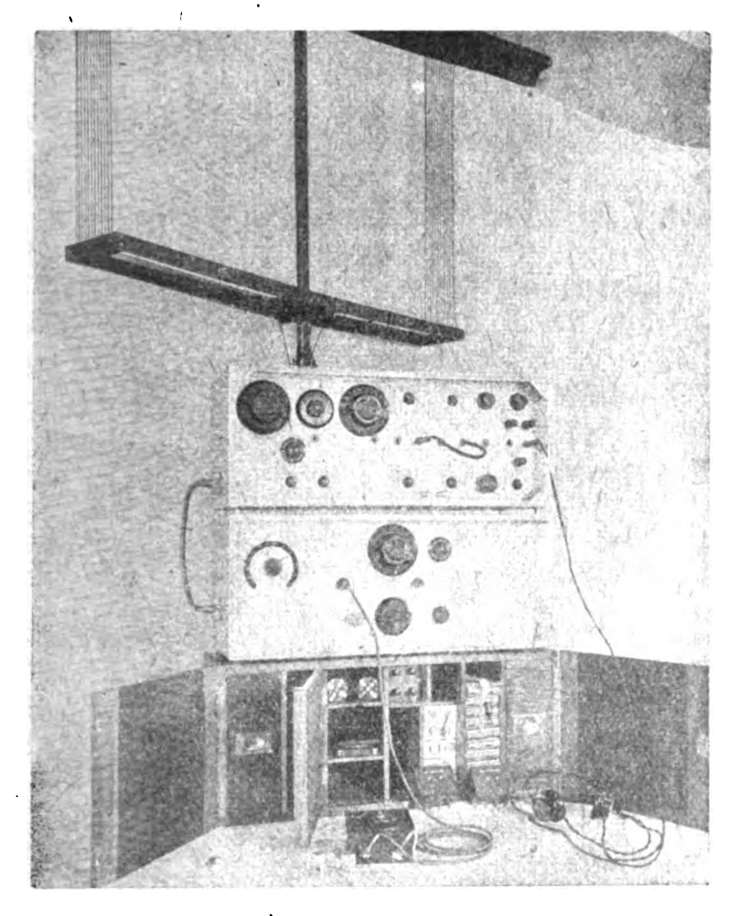


Fig. 10. — Appareil de mesure des champs électriques.

pères. La puissance radiée est donc de 4,9 kilowatts. La puissance aux bornes d'entrée de l'antenne a été mesurée dans les mêmes conditions et trouvée égale à 7,6 kilowatts. Le rendement de l'antenne est par suite de 64,5 pour cent.

Le courant d'alimentation de l'amplificateur haute fréquence était de 1,3 ampère à 9.400 vols, la tension négative de grille de 250 volts et le courant grille de 63 milliampères. La puissance

entrant dans l'amplificateur à haute fréquence était donc de 12,2 kilowatts, et le rendement de l'appareil atteignait dans ces conditions 62 pour cent.

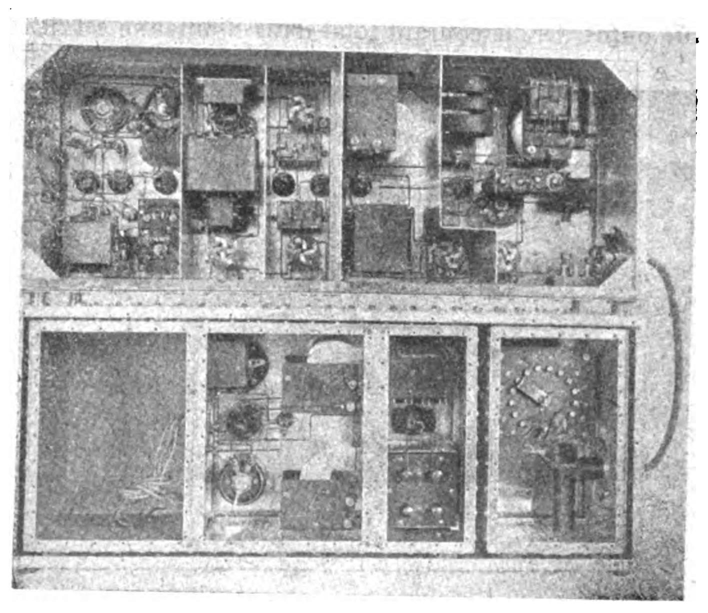


Fig. 11. — Vue des organes de l'appareil de mesure des champs électriques.

Les différentes valeurs mesurées de l'intensité du champ électrique ont montré que l'énergie rayonnée par l'antenne à accord mul-

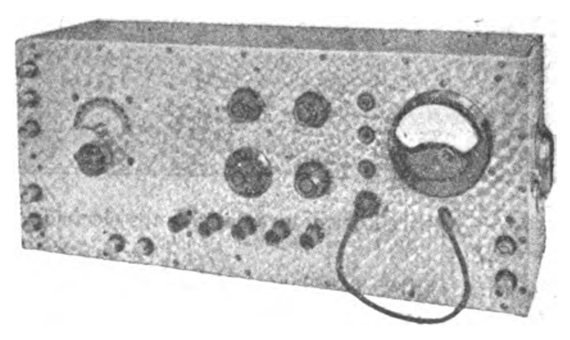


Fig. 12. — Appareil de la mesure de modulation.

tiple est pratiquement, constante dans toutes les directions; c'était à prévoir, étant donné les faibles dimensions de l'antenne par rapport à la longueur d'onde. Le haut rendement du type d'antenne à accord

multiple justifie entièrement la légère complication introduite dans la méthode d'accord de l'antenne. En pratique, pourvu que la structure de l'antenne soit suffisamment rigide, on constate que, après très légers réglages.

Mesure du degré de modulation.

On a employé au cours de la vérification de la station après installation un appareil pour la mesure du degré de modulation pour les fréquences comprises entre 30 et 10 000 p : s.

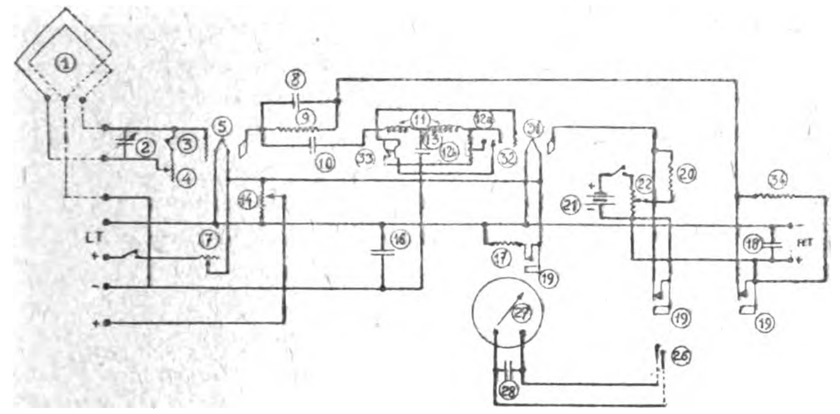


Fig. 13. — Schéma de mesure de l'appareil de modulation.

1. Cadre aérien
2. Condensateur variable (0.00075 max.)
3 Clé
4. Résistance 100.000 ohms.
5 Tube à vide
7. 2 Résistances en parallèle, 6 ohms chacune.
8. Condensateur 0 0001 mfd
9. Résistance non inductive de 8 900 ohms.
10 10 Condensateurs en parallèle (type 500 volts).
11. 2 Bobines, non montées, séparées
12a Résistances à enroulement, non inductives 3.110 ohms.
12b — — — 5.320 ohms.
13. 2 Condensateurs en parallèle. Cap. totale 0 0011 mfd.
14 Potentiomètre
16 Condensateur 2 mfd
17 Résistance 2 050 ohms
18. 8 Condensateurs en parallèle.
19. Jacks
20. Résistance non inductive 600 ohms.
21 2 Piles sèches.
22. Potentiomètres.
26 Fiche
27. Milliampèremètre Weston à courant continu de 0 à 5 milliampères.
28 Condensateur 2 mfd.
31 Tube à vide.
32 Clé
33. Clé à contacts spéciaux.
34. Résistance 3,625 ohms (Rapport de shunt 1/3).

Ainsi qu'on le sait, la détection d'une onde porteuse haute fréquence modulée à une fréquence audible unique donne :

1° des courants à fréquence radio ;

2° un courant à la fréquence audible modulatrice dont l'amplitude est proportionnelle à l'amplitude de la frange haute fréquence ;

3° un courant continu dont l'intensité est proportionnelle à l'amplitude de l'onde porteuse.

On peut donc imaginer un appareil pour mesurer le degré de modulation qui sera constitué essentiellement de deux redresseurs en cascade et de filtres appropriés.

Le premier redresseur produit les trois composantes énumérées ci-dessus.

Des filtres appropriés séparent les courants de haute fréquence, les courants audibles et le courant continu.

Ce dernier est mesuré directement à l'aide d'un milliampèremètre.

Le courant à fréquence audible est redressé et un courant continu proportionnel est mesuré à la sortie du tube. Une courbe d'étalonnage permet de déduire le taux de modulation directement de la lecture de ces deux courants.

Un appareil portatif a été réalisé qui donne toute satisfaction.

Cet appareil vu sur la figure 12 peut être employé pour des fréquences s'étendant de 100 à 1 500 kilopériodes. On trouvera le schéma avec les valeurs des éléments sur la figure 13.

E.M. DELORAINE.

STABILISATEURS DE FRÉQUENCE PIÉZO-ÉLECTRIQUES POUR ÉMETTEURS D'ONDES COURTES

par J. JAMMET.

(Suite et fin) (1)

Multiplicateurs de fréquence et amplificateurs.

On a vu que la longueur d'onde fondamentale émise par une lame piézo-électrique correspond à 105 ou 150 mètres par millimètre de cristal. Si donc l'on désire travailler sur les très hautes fréquences actuellement utilisées, on devra avoir des lames d'une épaisseur minime, par exemple 2/10 de mm pour une longueur d'onde de l'ordre de 20 mètres. On conçoit que la réalisation d'une telle lame soit très difficile. De plus, une lame de cet ordre d'épaisseur entre en vibration beaucoup moins facilement qu'un échantillon de dimensions normales, soit par exemple 5 mm d'épaisseur. On est donc amené à utiliser les harmoniques d'un oscillateur travaillant avec une lame de dimensions industriellement réalisables. On ne descend pas en général au-dessous d'une épaisseur de 1 mm.

Pour réaliser un émetteur de 25 mètres de longueur d'onde, par exemple, nous utiliserons donc l'harmonique 4 d'une lame de 1 mm d'épaisseur, en usant d'un dispositif multiplicateur de fréquence.

Ce dispositif présente d'ailleurs un autre avantage : si l'amplification avait lieu sur la fondamentale de la lame cristalline, nous pourrions craindre de voir se produire des retours de haute fréquence à travers la capacité des lampes et des connexions, d'autant que, comme on le verra plus loin, il est bon de ne neutraliser que partiellement ces capacités. On conçoit alors qu'un retour d'énergie oscillante de quelques watts atteignant le cristal et possédant la même fréquence que lui, le mette en grand danger : il suffirait d'une fausse manœuvre au moment du réglage pour produire ce

(1) Voir *O. E.*, 7, janvier 1928, p. 5.

retour et briser le cristal. Les étages multiplicateurs se comportent alors comme des tampons, et la fréquence des étages à grande puissance étant différente de celle du quartz, le risque devient infime. Pour cette raison, nous croyons devoir préconiser toujours une multiplication de fréquence, même si l'on désire travailler sur des ondes de l'ordre de celles qu'utilise la radio-diffusion.

Certains expérimentateurs ont combiné les systèmes amplificateur et multiplicateur de fréquence en polarisant très fortement la grille des lampes amplificatrices, et en accordant leur circuit de plaque sur une harmonique (en général la seconde) du circuit de grille. Nous avons, pour notre part, rencontré les plus grandes difficultés dans l'application de ce procédé. Il nous a été nécessaire de surchauffer les lampes pour obtenir un courant électronique suffisant, ce qui permet de penser que la méthode, bonne pour les lampes américaines à grand courant de saturation et faible tension plaque, n'est pas applicable aux lampes françaises. Du reste, le rendement d'un tel étage est toujours inférieur au rendement d'un étage simplement amplificateur ; aussi avons-nous été amené à séparer les deux fonctions, et à monter un ou plusieurs étages multiplicateurs de fréquence à faible puissance, suivis des étages amplificateurs. L'économie, tant d'énergie que de matériel, est considérable avec un tel système; le rendement des lampes devenant excellent, on peut employer moins d'étages amplificateurs à grande puissance. Le réglage des appareils est aussi simplifié par cette méthode.

Nous décrirons donc successivement le multiplicateur de fréquence et l'amplificateur.

Multiplicateur de fréquence. — On obtient fort simplement la multiplication de fréquence en portant à un fort potentiel négatif la grille d'une lampe dont le circuit de plaque est accordé sur une harmonique de la fréquence d'alimentation de la grille. Le courant de plaque est déformé par la polarisation, et les harmoniques, principalement les harmoniques pairs, prennent une grande importance. La présence d'un circuit accordé sur l'une d'elles l'exagère encore, et l'on obtient finalement une puissance oscillante égale et même supérieure à celle de l'oscillation fondamentale. Nous avons pu ainsi recueillir, soit l'harmonique 2, soit l'harmonique 4 du pilote. On peut employer pour ces étages des lampes semblables à celles de l'oscillateur. Nous y utilisons des Triodes Universels Fotos, avec 400 volts plaque pour l'oscillateur, et 500

pour les multiplicateurs de fréquence. Les polarisations de grille sont respectivement de 40 et 200 volts. La présence d'une résistance de 40 000 ohms dans le circuit de grille des lampes doubleuses de fréquence nous a donné une légère augmentation de puissance. Les grilles et les plaques sont reliées aux sources à travers des selfs de choc, et aux circuits oscillants par des condensateurs fixes.

Le dernier étage du multiplicateur de fréquence agissant directement sur une lampe de 250 watts, on a intérêt à remplacer la lampe « Triode Universel » par une lampe de 20 watts, dont le filament est plus solide. Comme nous le verrons plus loin, en effet, la neutralisation de l'étage amplificateur étant incomplète, il peut se produire des retours de haute fréquence qui mettent en danger ce filament. Il nous a toutefois été possible d'exciter directement la lampe de 250 watts à l'aide du triode universel, mais cette disposition nécessite un réglage très soigné. Dans le cas où l'on utilise une lampe de 20 watts, la tension de plaque peut être portée aux environs de 900 volts, la polarisation de grille restant de 200 volts,

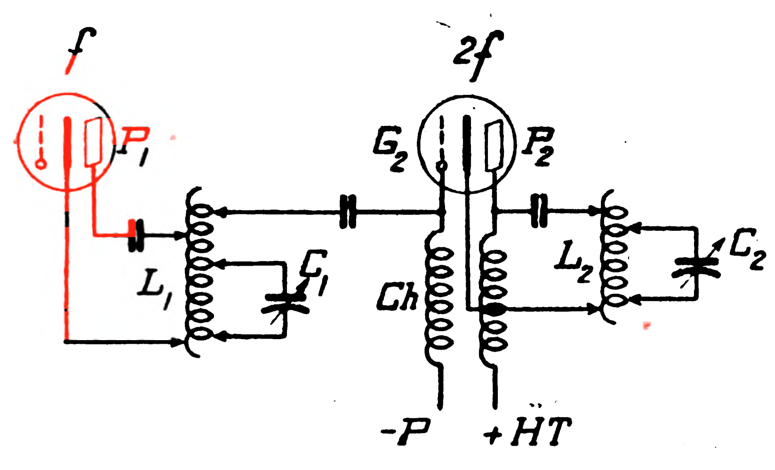


Fig. 13.

Quelques auteurs ont préconisé pour la multiplication de fréquence le procédé qui consiste à avoir un étage auto-oscillant réglé au voisinage immédiat d'une harmonique du pilote : lorsque la fréquence propre de cet étage est suffisamment proche de celle de l'harmonique, un effet de stabilisation se produit, analogue à celui qui a lieu dans les récepteurs autodynes réglés au voisinage de l'accord d'une station puissante. Toutefois, nous n'avons pas voulu

utiliser ce procédé, pour des raisons que nous exposerons plus loin.

On a aussi préconisé la neutralisation des étages doubleurs de fréquence; nous n'avons pas éprouvé la nécessité de le faire, tout au moins avec le procédé que nous employons. Toutefois, nous avons constaté qu'au cas où l'on emploie comme doubleuse de fréquence une lampe amplificatrice, par exemple une lampe de 50 watts, elle peut présenter une tendance à l'auto-oscillation, même si son circuit de grille est accordé sur une longueur d'onde double de celle de son circuit de plaque. Il peut être utile, dans ce cas, de neutraliser, mais nous n'avons jamais constaté d'auto-oscillation avec des doubleuses de fréquence à faible puissance.

Amplificateurs. — L'amplificateur est la partie la plus importante de l'appareil, et celle dont la mise au point est la plus délicate. Il s'agit, en effet, non pas d'obtenir des rapports d'amplification en puissance de l'ordre de 5, comme dans les montages à oscillateur pilote utilisés dans ces dernières années, mais d'arriver à réduire au minimum le nombre des étages, pour éviter les réactions entre lampes, qui, sur les hautes fréquences mises en jeu, prennent une importance énorme. On est arrivé à obtenir des amplifications de l'ordre de 80. Pour notre part, nous atteignons facilement l'amplification de 45, en commandant à l'aide d'une lampe triode universel alimentée sous 500 volts, et dont le courant de plaque est de 30 milliampères, soit 15 watts alimentation, une lampe S. I. F. de 250 watts, alimentée sous 3 600 volts, avec un courant de plaque de 190 milliampères, soit 680 watts alimentation. Dans ces conditions, la grosse lampe est un peu surchauffée en trait continu, mais résiste parfaitement en manipulation.

Ces résultats sont obtenus, d'une part grâce à la polarisation négative de grille, qui réduit les pertes dues à la résistance ohmique du circuit filament-grille, et permet d'appliquer à celle-ci une tension alternative importante avec une puissance réduite, et d'autre part à la neutralisation de la capacité grille-plaque, qui évite les auto-amorçages et permet d'accorder parfaitement les circuits, mettant ainsi l'appareil dans les conditions de rendement optimum. Toutefois, la meilleure amplification a été obtenue en déréglant légèrement le condensateur de neutralisation et en augmentant sa capacité. De cette façon, le système présente une légère tendance à l'auto-oscillation. Les impulsions du pilote suffisent alors à le mettre en mouvement, sans toutefois qu'il puisse y entrer de lui-même.

On a, de même que pour la multiplication de fréquence, préconisé des étages auto-oscillateurs réglés aussi exactement que possible sur la longueur d'onde de l'étage précédent, ce qui permet leur stabilisation. Nous n'avons pas cru devoir employer ce procédé, en raison du fait que l'émetteur continue à fonctionner en cas d'arrêt du pilote, l'émission devenant alors instable, ou bien même qu'un déréglage peut se produire, de telle sorte que la fréquence de l'amplificateur devenant notablement différente de celle des étages pilotes, les deux systèmes continuent à fonctionner chacun pour son propre compte, sans que les instruments de me-

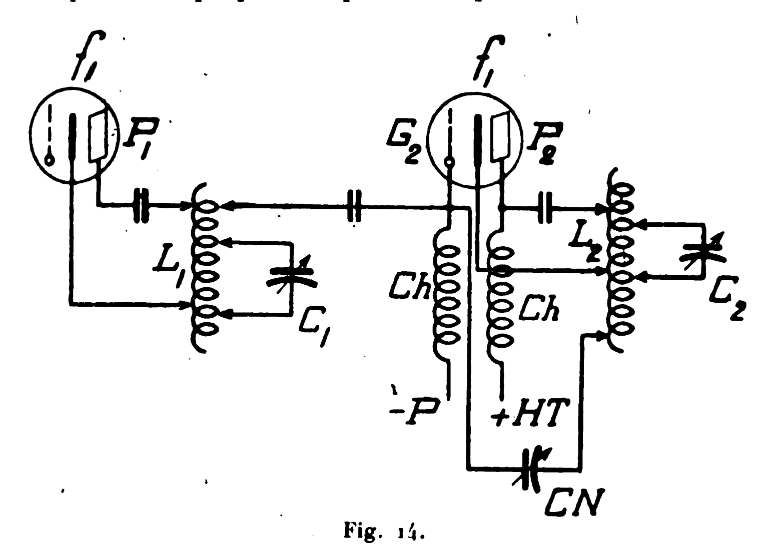


Fig. 14.

sure des tableaux de contrôle accusent le déréglage. Il nous est même arrivé de constater le curieux phénomène de transmission sur deux longueurs d'onde simultanées : l'une due au pilote, était très pure, l'autre, légèrement différente, due à l'auto-oscillation, était modulée par un bruit de commutation. Sur trois correspondants, l'un, situé à Rabat, ne nous a signalé que l'onde pure, un autre à Alger, a entendu les deux ondes, enfin un correspondant situé en Norvège, ne nous a signalé que l'onde modulée. Nous nous sommes donc efforcé d'obtenir l'arrêt du système en cas d'arrêt du pilote.

Le fait de ne neutraliser qu'imparfaitement les étages à grande puissance produit dans les étages précédents des retours de haute-fréquence dont nous avons déjà parlé. Ce sont ces retours qui mettent en danger les filaments des lampes doubleuses de fré-

quence, et qui nous ont obligé d'employer pour la dernière d'entre elles une lampe de 20 watts. Une bonne précaution consiste à shunter le filament par un condensateur fixe, aussi près que possible des broches des lampes. Toutefois, le courant nous a paru passer surtout par la capacité filament-plaque, et avec les lampes de petit modèle, la manipulation produit dans la dernière lampe des sautes de chauffage que l'on ne peut que réduire par un réglage très soigné du condensateur de neutralisation. On ne peut les éliminer complètement qu'aux dépens du rendement, et le mieux est, comme on l'a vu, d'utiliser une lampe un peu plus forte, qui résiste parfaitement.

Lorsqu'on utilise des amplificateurs à grande puissance, il est indispensable d'enfermer le système dans des compartiments blindés, qui sont le complément indispensable de la neutralisation des capacités. La plupart des difficultés que nous avons éprouvées dans l'établissement d'un tel émetteur proviennent de couplages magnétiques quelquefois inattendus. Par exemple, nous avons suivi à l'ondemètre un courant de haute fréquence qui se produisait le long d'un fil de chauffage, et dont l'intensité était supérieure à 1 ampère, ce courant réagissait sur l'étage doubleur de fréquence, et causait des auto-oscillations qui mirent hors d'usage un relais de manipulation, par suite des arcs qui se produisirent entre les contacts.

En résumé, dans l'établissement d'un amplificateur, il sera nécessaire : de polariser très fortement la grille (au moins 300 à 400 volts pour une lampe S.I. F. de 250 watts avec 3 600 volts sur la plaque), de neutraliser la capacité grille-plaque, et de blinder tous les étages sauf le dernier, qui ne peut alors réagir sur les autres.

Manipulation. — Plusieurs procédés de manipulation ont été préconisés. On peut, par exemple, mettre en court-circuit la self de l'un des circuits oscillants. L'énergie haute-fréquence n'est alors plus transmise aux étages suivants, et la polarisation de grille de ceux-ci fait tomber à 0 le courant de plaque. Toutefois, dans ce procédé comme dans tous les autres, il est impossible de manipuler sur le pilote ou sur l'étage qui le suit immédiatement. En effet, le cristal met un certain temps, quelquefois plusieurs secondes, à prendre son mouvement vibratoire, il ne suivrait donc pas la manipulation. D'autre part, si l'on manipule sur la deuxième lampe, on risque de modifier la charge sur l'oscillateur, et de faire dé-

crocher les oscillations. Nous manipulons donc toujours sur la troisième lampe.

On peut aussi, comme le font les Américains, bloquer la grille d'une ou de plusieurs lampes en les portant pendant les blancs à un fort potentiel négatif, qui annule le courant de plaque. Ce procédé, très séduisant, nécessite toutefois une génératrice spéciale de polarisation, et des relais à grand isolement, la tension de blocage étant de l'ordre de grandeur de la tension de plaque.

Enfin, un procédé simple, et que nous avons employé avec succès, consiste simplement à laisser la grille en l'air pendant les blancs, le relais ne la réunissant à la batterie de polarisation que pendant les traits. La tension haute fréquence appliquée est détectée par celle-ci, et cette détection y produit un abaissement du

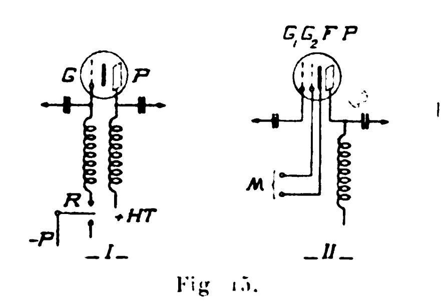


Fig 15.

potentiel suffisant pour bloquer presque complètement le courant de plaque. Il subsiste toutefois un très léger courant résiduel (environ 10 milliampères, contre 190 en manipulation) et l'émission ne s'éteint pas complètement, ce qui produit pendant les blancs une légère note persistante, ayant la même tonalité que la note de manipulation, ce qui rappelle le son d'une émission par alternateur H. F. et produit un effet très agréable à l'oreille. Nous avons pu, de cette façon, manipuler sur une lampe S. I. F. de 250 watts avec un simple relais Baudot. Toutefois, la moindre auto-oscillation produit à la rupture, des arcs qui peuvent brûler les contacts. En fonctionnement normal, au contraire, il n'y a même pas d'étincelle.

Il sera aussi possible, grâce aux lampes d'émission bigrilles, de manipuler sur une des grilles de ces lampes, tandis que l'autre servira de grille d'excitation. Ces lampes peuvent aussi servir à la modulation de l'onde, pour réaliser des communications téléphoniques, ondes communications par ondes modulées de toute nature, par exemple communications télégraphiques ou télépho-

niques multiples par modulation sur plusieurs fréquences inaudibles, etc...

Montage réalisé. — Le montage que nous avons réalisé, et qui est indiqué par la figure 16, comprend : un oscillateur pilote, une lampe doubleuse ou quadrupleuse de fréquence, suivant qu'on désire travailler sur 50 ou 25 mètres. Derrière cette lampe, se trouve la lampe de puissance de 250 watts. On peut d'ailleurs interposer entre cette dernière et la multiplicatrice de fréquence une lampe modulatrice de 50 watts environ, sur laquelle se fait alors la manipulation ou éventuellement la modulation téléphonique, soit suivant le procédé du « choc system », soit par lampe servomoteur insérée dans la grille. Des essais vont être tentés pour remplacer cette lampe par une lampe bigrille.

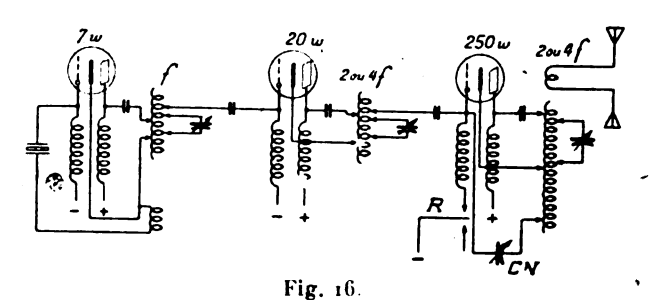


Fig. 16.

Cet émetteur a été mis au point étage par étage, sur la demande et les directives de la Direction de la T. S. F. de l'Administration des P. T. T. qui a bien voulu mettre à notre disposition une précieuse documentation. Cet émetteur peut servir, soit pour alimenter directement une antenne à l'aide de la lampe de 250 watts, soit comme pilote pour un poste à grande puissance. Le poste à ondes courtes de Lyon-La-Doua est prévu pour fonctionner avec un tel pilote.

Au cas où l'antenne est alimenté directement par l'ensemble qui vient d'être décrit, il nous a paru préférable de la coupler inductivement avec le circuit oscillant que de l'exciter à travers une capacité. En effet, ce mode de couplage nous a paru déplacer le point nodal de telle façon que la neutralisation devient impossible, et que des auto-oscillations prennent presque infailliblement naissance. Avec un couplage magnétique, au contraire, il est facile d'empêcher ces oscillations, et d'obtenir, un fonctionnement très stable.

Avantages du procédé. — Conclusion. — Le procédé de stabilisation par cristal piézo-électrique, outre la stabilité parfaite de l'onde émise, possède encore le grand avantage d'une note absolument pure; même si le poste est alimenté en courant continu brut, on n'entend à la réception aucun bruit de machine, sauf dans le cas d'auto-oscillation. Il nous paraît possible d'émettre en téléphonie en alimentant les plaques directement par des génératrices à courant continu, nos correspondants, même les plus rapprochés n'ayant jamais soupçonné le moindre bruit de commutation. Ce bruit apparaît d'ailleurs immédiatement lorsque le pilote s'arrête, si l'étage amplificateur entre en auto-oscillation. En fonctionnement normal, on ne commence à entendre des bruits de fond que lorsqu'on alimente la plaque de l'étage à grande puissance par de l'alternatif redressé, mais non filtré.

On voit donc que l'émission au moyen du cristal piézo-électrique permet de réaliser d'une façon simple et économique des émetteurs d'ondes courtes dont la note peut être considérée comme parfaite, tant du point de la stabilité que de celui de la pureté. L'étude approfondie que nous avons faite de ce système nous permet d'affirmer que de tous ceux qui sont actuellement connus, c'est le plus capable de résoudre avec succès le problème de l'émission des ondes courtes (1).

J. Jammet.

(1) Nous devons remercier ici les ingénieurs de la Société de Condensation et d'Applications mécaniques qui ont bien voulu tailler pour nous les cristaux qui nous ont servi dans nos expériences et ont résolu un problème nouveau pour eux avec une rapidité et un succès dont nous ne saurions trop leur savoir gré.

QUELQUES PROCÉDÉS D'AMPLIFICATION DES COURANTS PHOTO-ÉLECTRIQUES ET APPLICATIONS A L'ÉMISSION DES BÉLINOGRAMMES (1)

Par M. P. TOULON

Ingénieur Conseil.

SOMMAIRE. — Les cellules photo-électriques permettent de recueillir un courant fonction du flux lumineux qui le frappe. Un grand nombre de phénomènes permettent de modifier à volonté les caractéristiques des cellules au potassium : dimensions des électrodes et des ampoules, sensibilisation, constitution des parois, pression du gaz, impuretés. Les courants recueillis dépendent du potentiel appliqué et de la longueur d'onde utilisée.

L'amplification des ces courants à l'aide de triodes peut être effectuée d'un très grand nombre de façons, mais les montages les plus stables sont généralement les plus intéressants. Un procédé particulièrement commode consiste à disposer entre la source lumineuse et la cellule un disque perforé interrompant la lumière à fréquence musicale, et à employer un amplificateur a basse fréquence ordinaire. La cathode est simplement reliée à la grille de la première lampe et l'anode au pôle positif de la batterie de tension plaque.

Ce montage donne d'excellents résultats pour les mesures photométriques par comparaison. Il est utilisé pour l'exploration des bélinogrammes à l'émission. La lumière périodiquement coupée et réfléchie par le papier varie suivant le texte, qui a été inscrit avec une encre quelconque.

Notre œil est certainement l'organe auquel nous tenons le plus, c'est incontestablement aussi celui qui nous fournit la plus abondante moisson de sensations.

La multiplicité des points qu'il permet d'explorer simultanément, la rapidité de ses réactions, la variété des colorations qu'il est capable de discerner, enfin sa sensibilité sont telles que nous ne pouvons qu'admirer sans pouvoir l'égaler, à la fois dans tous les domaines, l'œuvre de la nature.

Les seuls instruments qui nous permettent d'imiter, dans une certaine mesure, les propriétés de l'œil sont la cellule photoélectrique et la plaque photographique. C'est pourquoi, depuis son apparition, la cellule a toujours attiré l'attention non seulement des physiciens, mais aussi du public qui s'intéresse aux questions scientifiques.

Il existe deux types principaux de cellules photo-électriques. Les

(1) Communication faite à la S.A.T.S.F., le 13 décembre 1927.

unes font appel aux variations de résistances de certains corps (Cellules au sélénium); d'autres aux variations d'émission électronique (Cellules au potassium).

Les cellules au potassium fournissent une énergie qui est du même ordre de grandeur que leur sœur aînée; elles ont par contre une hystérésis et une inertie plus faible; leur stabilité est beaucoup plus grande; elles ont un seuil minimum de sensibilité beaucoup plus bas, et sont généralement d'un emploi plus pratique. Toutefois, le domaine de la sensibilité du sélénium dans l'étendue du spectre et notamment dans l'infra-rouge est certainement plus étendu que celle de la cellule au potassium. D'autre part, grâce à certain mode de préparations très intéressantes de cellules aux sulfures, étudiés récemment par M. Fournier (1) et le Général Ferrié, il est possible de réaliser maintenant des cellules, genre sélénium, ayant une inertie presque aussi faible que celle des cellules au potassium à gaz. L'avantage de celles-ci réside donc surtout dans le fait qu'elles sont beaucoup plus stables.

Par suite elles permettent des amplifications plus poussées; c'est la raison pour laquelle nous les préférons dans un grand nombre d'applications.

Propriétés des cellules photo-électriques au potassium.

La cellule au potassium se présente sous la forme d'une petite ampoule, généralement en verre, qui comporte deux entrées de courant. L'une est reliée à la cathode en potassium qui tapisse la moitié environ de la paroi intérieure. Le faisceau lumineux à recevoir est orienté perpendiculairement à la surface libre du métal. L'autre est reliée à l'anode, généralement constituée par un fil de tungstène suspendu au centre de l'ampoule.

Si l'on suppose que le métal est parfaitement propre, que l'ampoule est complètement vidée, on voit apparaître entre les deux électrodes une différence de potentiel, lorsqu'on éclaire la surface libre du potassium. Si le circuit est fermé, un courant photo-électrique apparaît; ce courant est d'ailleurs excessivement faible.

L'explication de ce phénomène très remarquable a fait depuis longtemps l'objet de nombreuses discussions des physiciens, car il fournit des données intéressantes sur la constitution même de la matière.

(1) Cellules C. E. M. A., 236, avenue d'Argenteuil, Asnières.

On admet généralement que l'énergie lumineuse a pour effet de libérer les électrons périphériques de la molécule de potassium. La théorie des quanta vient à l'appui de cette conception. Toutefois dans la cellule que nous employons le phénomène photo-électrique initial est compliqué d'un effet Volta résultant de ce que les deux électrodes sont en métaux différents et les théories actuelles ne permettent pas de prévoir quelles tensions et quels courants seront obtenus pour chaque quantité de radiation.

Toutes ces manifestations seraient sans intérêt pour nous, au point de vue des applications, et fourniraient des courants excessivement faibles et absolument inutilisables, si l'on n'était parvenu, par certains artifices, à augmenter le courant recueilli dans de très fortes proportions. Ces artifices consistent dans une sensibilisation spéciale de la surface du potassium, et dans l'introduction d'un gaz inerte dans l'ampoule. Ils sont dus principalement à deux physiciens Elster et Geithel. M. Edouard Belin qui s'occupe de ces questions depuis fort longemps, a été l'un des premiers Français à rechercher et à introduire dans notre pays des cellules ainsi sensibilisées.

M. Rougier, astronome à l'observatoire de Strasbourg, puis la Société de Recherches et de Perfectionnements Industriels (1) en ont entrepris, en France, la fabrication; toutes les cellules que nous avons utilisées ont été construites par cette société.

Préparation des cellules photo-électriques.

La fabrication des cellules photo-électriques est très délicate et très laborieuse en raison des transformations qu'il faut leur faire subir pour augmenter leur sensibilité.

C'est d'abord un traitement spécial par l'hydrogène, sous l'influence d'une effluve électrique : après que la cellule a été parfaitement vidée et purgée, le potassium, soigneusement purifié, est déposé par distillation dans le vide. On introduit de l'hydrogène dans l'ampoule à la pression de quelques millimètres de mercure, et à l'aide d'une tension élevée et dont le débit est, bien entendu, limité extérieurement au moyen d'une résistance on fait passer pendant un certain temps la décharge dans l'ampoule. Ce travail a pour effet de modifier complètement la surface du potassium.

---

(1) Société de Recherches et Perfectionnements industriels, 125, avenue du Président-Wilson, Puteaux.

Celle-ci prend des aspects irrisés, vert, bleu, violet, suivant la durée du traitement. On dit couramment que la surface du potassium se transforme en hydrure.

En quoi consiste cette transformation et quelle est la nature du corps ainsi formé ? Nous l'ignorons presque complètement; mais le principal intérêt de ce traitement, c'est qu'après l'avoir effectué, la cellule est au moins vingt fois plus sensible qu'avant, pour un éclairement donné.

Le deuxième artifice qui permet de recueillir des courants notables, consiste à introduire dans l'ampoule un gaz neutre, facilement dissociable. L'argon est particulièrement désigné pour cet usage.

La pression du gaz la plus favorable, qui dépend des dimensions de l'ampoule, est généralement de 0,2 millimètre de mercure.

La présence de ce gaz modifie complètement les propriétés de la cellule et permet de recueillir des courants photo-électriques environ cinquante fois plus intense encore que précédemment. Mais ce résultat n'est atteint qu'en appliquant une tension assez élevée entre les deux électrodes.

Lorsque l'ampoule est complètement vidée, une tension de 80 V suffit largement à précipiter contre l'anode tous les électrons qui sont libérés par la surface du métal. Le courant photo-électrique est constant et stable. Il ne dépend que de l'éclairement et presque pas de la tension appliquée entre les deux électrodes, c'est-à-dire du potentiel accélérateur.

Si l'ampoule est remplie d'argon au contraire, le courant augmente très rapidement au fur et à mesure que l'on applique une tension plus élevée entre les deux électrodes.

Une tension de 5 V. environ suffit déjà à capter un courant égal à celui que l'on recueillerait avec la même cellule placée dans le vide. Mais pour des valeurs plus élevées, 50, 100 V. par exemple, le courant recueilli devient beaucoup plus important.

On attribue ce fait à l'ionisation partielle du gaz, c'est-à-dire à la dissociation de la molécule d'argon sous l'action d'un choc électrique dû à l'accélération produit par les différences de potentiel entre les électrodes.

Pour une tension encore plus élevée, de 120 à 160 V pour les dimensions d'ampoules courantes et la pression de 0,2 mm d'argon, ce courant atteint des valeurs élevées. En même temps la cellule devient instable, c'est-à-dire que des variations extrêmement petites de la tension entre les électrodes modifient dans une très large

mesure l'intensité du courant capté, pour un éclairement déterminé.

Augmente-t-on encore la tension de quelques volts, brusquement la cellule s'illumine et donne lieu au passage d'un courant très intense.

Ce courant est généralement stable, il est d'ailleurs limité par la résistance totale du circuit, qui possède le plus souvent des appareils de mesure et des résistances de protection. Mais nous avons réalisé des cellules dans lesquelles le courant déclanché par l'illumination de la cellule était énorme et capable de provoquer la fusion d'un fusible de 3 A. par exemple.

L'introduction d'un gaz dans l'ampoule n'est pas sans présenter toutefois certains inconvénients. Malgré les soins pris pour obtenir ce gaz à l'état aussi pur que possible, quelle que soit la précision avec laquelle on détermine la pression à l'intérieur de l'ampoule, il est impossible de prévoir à l'avance quel sera le potentiel d'illumination de la cellule, c'est-à-dire celui pour lequel la libération d'un seul électron suffit à déclancher entre les électrodes une chaîne de molécules ionisées donnant lieu à une effluve qui ne disparaisse pas spontanément.

En général le courant d'illumination est stable et limité à une valeur de quelques dixièmes de milliampères.

La courbe qui lie le courant photo-électrique au potentiel accélérateur est très importante à connaître, c'est elle seulement qui permet de déterminer dans quel domaine, on devra utiliser la cellule qu'on a entre les mains.

Lorsqu'on utilise par exemple la cellule pour des mesures photométriques, une excellente stabilité est nécessaire, mais on possède généralement une assez grande sensibilité. On devra alors appliquer un potentiel accélérateur faible (40 V.).

Si l'on désire faire des mesures de précision, on préférera même des cellules sans gaz. Elles s'imposent également dans le fonctionnement des fréquences très élevées, de l'ordre du million par exemple.

Par contre, si l'on recherche une extrême sensibilité, on mettra entre les deux bornes de la cellule une tension très voisine et légèrement inférieure à celle qui correspond à la tension disruptive.

Valeur des courants photo-électriques recueillis.

L'énergie utilisable dans ces conditions est notable, avec un potentiel accélérateur de 160 V., une bonne cellule fournit un courant

de l'ordre de 1 microampère pour une lampe de 20 bougies placée à 30 centimètres. Etant donné que la tension appliquée est considérable, l'énergie utilisable est de quelques microwatts par exemple.

Ce sont encore des chiffres très faibles, mais grâce aux appareils électriques relativement sensibles dont on dispose actuellement, ces courants sont parfaitement utilisables.

Le mot bougie est ici une mesure commode mais qui n'a aucun sens précis; il correspond pour nous au rayonnement d'un filament de tungstène de lampe à incandescence, dans les conditions normales de fonctionnement. Mais en réalité la cellule photo-électrique ne réagit pas indifféremment pour toutes les longueurs d'onde, à égalité de puissance incidente.

M. Hessaby, dans une thèse très documentée (1) effectuée récemment au laboratoire et sous la direction de M. le professeur Fabry, a donné la courbe de sensibilité de nos cellules, pour une puissance constante, dans les différentes parties du spectre. De ce travail, il résule que la cellule photo-électrique au potassium étudiée (et qui correspond aux conditions normales de fabrication), présente habituellement un maximum de sensibilité au voisinage de 4 500 augstrong c'est-à-dire qu'elle réagit à peu près pour le même domaine de radiation que la plaque photographique.

Toutefois, nous avons lieu de croire que ce maximum n'est pas toujours exactement le même pour toutes les cellules. Récemment M. Toussaint, à qui l'on doit la réalisation d'un remarquable photocolomètre à cellule (2) permettant d'étudier rationnellement les divers colorants, nous signalait des différences assez grandes pour des cellules fabriquées dans des conditions à peu près analogues.

Il y aurait fort à dire sur la sensitométrie des cellules et sur l'hypersensibilisation chromatique, mais ce domaine est encore très mal connu. Retenons seulement que les courants recueillis restent toujours très faibles.

Le flux lumineux qui tombe sur une cellule placée à 30 m d'une lampe électrique de 20 bougies est de l'ordre de 0,1 lumen. Dans ces conditions le courant recueilli est de l'ordre de 10^{-6} A.

Etant donné que les galvanomètres à miroir permettent facilement de déceler des courants de 10^{-9} ou même 10^{-10} A, on voit

(1) Thèse, *Etude de la sensibilité des cellules photo-électriques en fonction de la longueur d'onde*, par Mahmoud Khan Hessaby. Librairie Louis Arnette, Paris.
(2) Photo-Colorimètre T C. B. *Bulletin de la Société d'Encouragement pour l'Industrie nationale*, juin 1927.

que la cellule donne des courants très suffisants pour permettre d'excellentes mesures.

Lorsque le galvanomètre à miroir devient insuffisant, l'électromètre donne encore de très bons résultats.

On décelle assez facilement avec ces appareils des courants de 10^{-12} A; on peut encore aller jusqu'à 10^{-16} en prenant de grandes précautions.

Le courant qui correspond à l'illumination est généralement limité à 10^{-3} ampères.

La courbe qui lie le courant photo-électrique au potentiel accélérateur ne peut être établi que pour un éclairement constant déterminé. Il est intéressant de suivre les variations de cette courbe au fur et à mesure que la quantité de lumière varie.

Pour un éclairement plus faible, par exemple moitié, les ordonnées seront sensiblement moitié pour les faibles potentiels accélérateurs, mais la différence ira en s'accentuant très notablement au fur et à mesure que la tension augmentera.

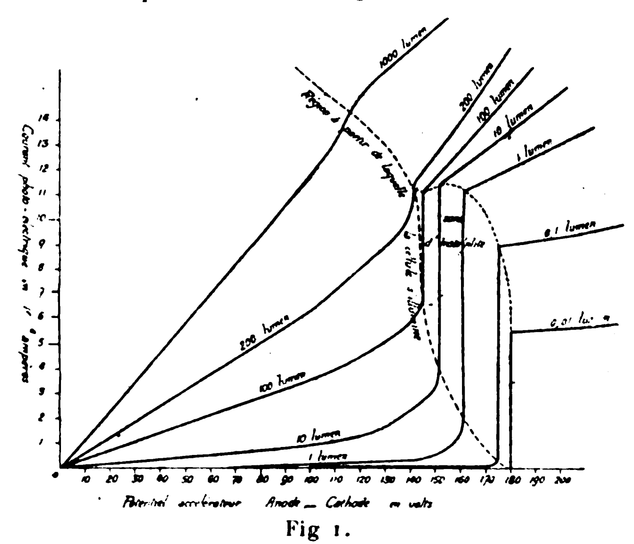


Fig 1.

Au voisinage de 160 V, c'est-à-dire sur la partie très inclinée de la caractéristique, un éclairement double pourra très bien donner un courant photo-électrique quadruple. Mais il pourra arriver que la cellule fonctionnant convenablement pour un éclairement faible, s'illumine brusquement pour un éclairement intense. Les courbes ci-jointes rendent compte grossièrement du phénomène (Figure 1).

Un éclat lumineux très intense provoquera l'illumination de la cellule pour une tension sensiblement plus faible que dans l'obscurité.

Si l'on opère avec des éclats lumineux extrêmement intenses, c'est-à-dire la lumière du jour, par exemple on constate que la cellule s'illumine sans qu'une brusque discontinuité apparaisse dans le courant photo-électrique.

Toutes ces données ne sont que des valeurs moyennes observées sur un grand nombre de cellules; mais de fortes différences, peuvent exister entre plusieurs cellules, même soigneusement fabriquées dans des conditions analogues. Des traces si infimes soient-elles, de gaz étrangers dans l'argon, modifient complètement les propriétés que nous venons de décrire.

L'explosion de l'effluve dans la cellule sous l'action de la lumière peut être employée si l'on cherche à réaliser simplement un déclanchement sous l'action de la lumière. On utilisera commodément la cellule en l'alimentant à l'aide d'une différence de potentiel

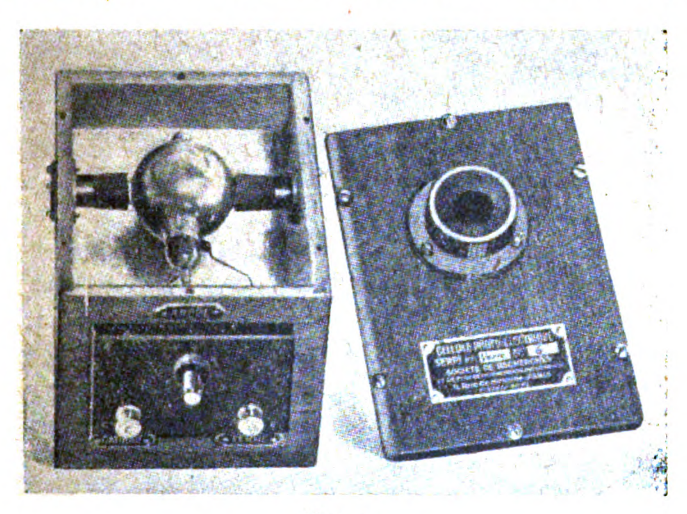


Fig. 2.

alternative, afin que si l'effluve vient à s'amorcer, le courant disparaisse automatiquement à chaque alternance.

En réglant le potentiel accélérateur variable à une valeur maximum très voisine de celle qui déclanche l'illumination, on peut faire du tout ou rien, c'est-à-dire déclancher un courant suivant que la cellule est éclairée ou reste dans l'obscurité. Ce courant peut atteindre quelques milliampères ou quelques dizièmes d'ampères

avec des cellules à grande surface d'électrode spécialement construites dans ce but.

La surface du potassium, la forme et les dimensions des cellules peuvent être variées à l'infini. Il est commode de les approprier à chaque problème. Pour les mesures photométriques on utilisera des cellules ayant une grande surface de potassium, elles sont alors montées dans un coffret muni d'une ouverture calibrée afin que la plaque du potassium éclairé soit bien définie (Figure 2).

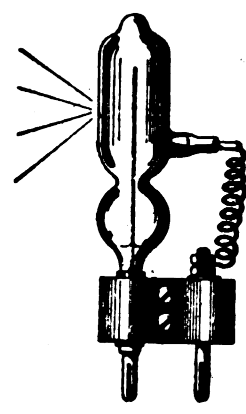


Fig. 3.

On peut également les monter comme des lampes de T.S.F. (Fig (Figure 3). De semblables cellules sont spécialement destinées à l'amplification. D'autres au contraire présentent une très faible capacité. On en fabrique aussi en quartz pour les mesures dans la partie ultra-violette du spectre pour lequel le verre cesse d'être transparent.

Ces cellules quartz sont aussi très avantageuses à cause de leur grand isolement et servent pour des mesures précises ou portant sur des éclats lumineux très faibles.

Les cellules photo-électriques sont chacune appropriées aux applications auxquelles elles sont destinées.

Examen des procédés usuels d'amplification par triode.

En général la faiblesse des courants recueillis par les cellules photo-électriques rend leur emploi très délicat. Leur utilisation ne se serait sans doute pas généralisée, si l'on ne disposait depuis quelques années des lampes à 3 électrodes, qui fournissent de merveilleux moyens d'amplification.

L'idée d'associer la lampe à 3 électrodes de De Forest à une cellule photo-électrique dans le but d'obtenir des courants importants paraît très simple à première vue.

Toutefois, si l'on demande au groupe cellule-triode d'être doué à la fois d'une très grande stabilité, d'une extrême sensibilité, et d'une très faible inertie; il est nécessaire de recourir à des montages très soignés, et de bien connaître, non seulement les propriétés de la cellule, mais celles de la lampe à 3 électrodes elle-même.

Un très grand nombre de montage peuvent servir; presque tous fonctionnent très bien lorsqu'on les utilise convenablement, pour une application déterminée. Mais ils donnent lieu à beaucoup de déboires, si l'on parle des conditions normales de fonctionnement soit de la cellule, soit du triode.

Il ne faut pas oublier, en effet, qu'une lampe à 3 électrodes ne donne une amplification correcte que dans un certain domaine, correspondant à une tension grille donnée et à un courant plaque déterminé. En dehors de ce cas la lampe à 3 électrodes fournit, soit un courant nul, soit son courant de saturation. Dans un cas comme dans l'autre le résultat est le même : la lampe n'amplifie pas.

La plaque photographique présente dans un domaine différent un phénomène analogue : qu'il s'agisse de sous-exposition ou de sur-exposition, l'épreuve est sans contraste et inutilisable.

La cellule, nous l'avons vu, doit également être employée avec un potentiel accélérateur convenable pour être doué d'une grande sensibilité. Si l'on embroche simplement l'espace filament grille d'une lampe à trois électrodes en série avec la cellule, en pensant que le courant fourni par la cellule et passant dans la lampe à 3 électrodes y sera amplifiée par une propriété en quelque sorte spontannée des fameuses lampes amplificatrices, on se réserve les plus graves désillusions.

Ou bien la cellule s'illumine, ce qui prouve que la tension appliquée entre les électrodes est trop élevée, ou bien la tension cathode-anode est trop faible et alors le courant photo-électrique est négligeable; ou encore la grille du triode prend des valeurs négatives beaucoup trop élevées et aucun courant-plaque n'apparaît, ou enfin le triode est saturé.

C'est contre tous ces écueils que je voudrais mettre mes lecteurs en garde. Une fois les dangers bien connus, il est facile de les éviter. On obtient alors avec les cellules des résultats remarquables, et qui transformeront certainement d'ici quelques années certaines industries.

Il faut également se rappeler que le montage à utiliser n'est pas le même suivant que l'on recherche une très grande sensibilité, une bonne stabilité ou une rapidité extrême ou encore que l'on veut obtenir une forte énergie.

Avant tout le montage doit être approprié au problème à résoudre.

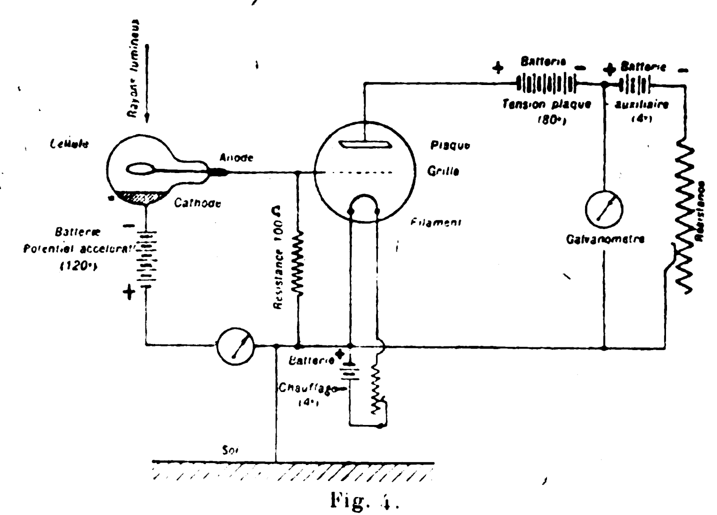


Fig. 4.

Le montage le plus simple qui se présente à l'esprit, consiste à associer la cellule à la lampe comme l'indique la figure 4.

Ce montage est très sensible, mais il n'est stable qu'à la condition de placer une résistance très élevée, 10 052, par exemple, pour décharger la grille.

En effet, la grille de triode chargée négativement sous l'action du courant photo-électrique n'a aucune raison de se décharger. Il faut compter sur le défaut d'isolement des douilles de lampes, ou sur les traces de gaz qui sont contenues dans les triodes imparfaitement vidées, c'est-à-dire sur les ions contenus dans l'ampoule.

Heureusement les fabricants de lampes à 3 électrodes fournissent généralement des lampes assez mal vidées pour que cette décharge soit assez rapide (on peut compter qu'au bout de 5 à 6 secondes la grille a repris sa valeur normale quand la cellule est dans l'obscurité).

Mais combien est aléatoire le courant de fuite d'une grille de lampe à 3 électrodes ! C'est lui cependant qui fixe la valeur du courant-plaque. Un pareil montage ne peut donc convenir pour des mesures photométriques.

Il doit être aussi mis de côté également dès qu'on cherche à suivre des phénomènes rapides. Déjà pour les fréquences musicales même très basses ce montage ne donne pas de bons résultats.

Si l'on met au contraire la pile fournissant le potentiel accélérateur de la cellule dans l'autre sens, la stabilité est considérablement accrue, mais la sensibilité est naturellement beaucoup réduite. Nous pensons que ce montage est généralement plus avantageux, car on est toujours à même d'amplifier davantage un courant faible, et au contraire on ne tire aucun parti d'un courant même intense dont on n'est pas maître. Dans un article très intéressant, le Général Ferrié [1] signalait un grand nombre de montages exécutés sous sa direction par MM. Jouaust et ses collaborateurs de la Radiotélégraphie militaire, et utilisant des lampes à 3 ou 4 électrodes.

Ces montages sont fort sensibles, et dans le cas particulier où ils étaient utilisés, c'est-à-dire pour déclancher un appareil enregistreur au moment où un faisceau lumineux provenant d'un pendule tombe sur la cellule, ils sont d'un emploi très pratique.

Mais si l'on cherche à les utiliser à des fréquences musicales ou pour des mesures photométriques, rapides comme j'ai vu de nombreuses personnes l'essayer, il est indispensable de décharger la grille par une résistance connue et étalonnée. Cette résistance diminue la sensibilité dans de grandes proportions; mais l'augmentation de la stabilité compense avantageusement cette diminution dans la plupart des cas; on peut adjoindre en effet au premier étage d'amplification un second, puis un troisième et rattraper ainsi rapidement beaucoup plus que l'on n'avait perdu.

Le problème principal n'est pas d'avoir comme en radio-téléphonie et en téléphonie, avec peu d'étages d'amplification, des courants intenses. Ce qu'il faut surtout, ce sont des courants parfaitement définis, purs et exempts de parasites. L'amplification d'un courant que l'on connaît bien peut toujours être poussé extrêmement loin, surtout s'il s'agit d'un courant alternatif. Un courant irrégulier ou chargé de parasites est toujours inutilisable.

Augmenter les étages d'amplifications est bien; mais il est possible de faire mieux encore en utilisant des étages d'amplifications à réaction. MM. Blondel et Touly ont indiqué [2] le moyen de pous-

(1) Quelques applications scientifiques des lampes à 3 et 4 électrodes associées à des cellules photo-électriques. *Onde Electrique*, mars 1925, page 97.

(2) « Sur de nouveaux dispositifs d'amplification potentiométrique » par MM. Blondel et Touly. *Revue générale de l'Electricité*, 4 octobre 1919.

ser très loin l'amplification obtenue à l'aide de deux lampes réagissant l'une sur l'autre.

Mais si ce montage est excessivement sensible, il est malheureusement lui aussi, peu stable.

Avantages de l'amplification en courant alternatif.

Le courant-plaque d'une lampe à trois électrodes, pour une tension-grille donnée, n'est exactement défini que par sa valeur instantanée, et peut varier considérablement au bout d'un certain temps. Les causes de ces variations sont nombreuses, soit que la batterie, chauffage ou tension-plaque ait changé; que la température variant, les élecrodes ou les parois aient dégagé ou absorbé des traces de gaz; soit enfin que les charges électriques des parois de verres se soient modifiées à l'intérieur ou à l'extérieur, etc...

On ne fait bien travailler une lampe triode que pendant un temps très court, et en repartant constamment des mêmes données. C'est un point que l'on perd trop souvent de vue. La radiotélégraphie serait encore dans l'enfance, la téléphonie à grande distance n'aurait jamais pris l'essor magnifique qu'elle rencontre aujourd'hui, si l'amplification des courants avait dû être fait en continu, avec des liaisons entre étages par résistances et contre batterie.

L'amplificateur en courant alternatif est infiniment plus pratique : que l'on utilise un montage avec liaison par résistance et capacités, ou encore par des transformateurs, le potentiel moyen de la grille est toujours constamment ramené à une valeur correcte et le triode fonctionne toujours dans les mêmes conditions.

Avec l'amplificateur basse fréquence (figure 5), non seulement cette condition est continuellement réalisée; mais il y a plus : l'énergie plaque est presque intégralement transformée (au rendement du transformateur près, qui est toujours relativement bon) en énergie dans la grille de la lampe suivante et l'amplification est beaucoup plus considérable qu'avec l'amplificateur à résistances pour un même nombre d'étages; ce n'est plus une amplification en volts, mais en puissance.

Pour que l'amplification en courant alternatif soit possible avec les cellules, il faut naturellement que le courant photo-électrique soit périodiquement variable. Un procédé très simple consiste à éclairer la cellule avec une source lumineuse périodiquement interrompue, par exemple à l'aide d'un disque perforé en rotation devant la lampe.

Ce système est d'ailleurs connu depuis fort longtemps, Mercadier et M. Magunna l'utilisaient déjà en 1891 dans les premières expériences qu'ils faisaient sur le sélénium en vue de la télégraphie multiplex.

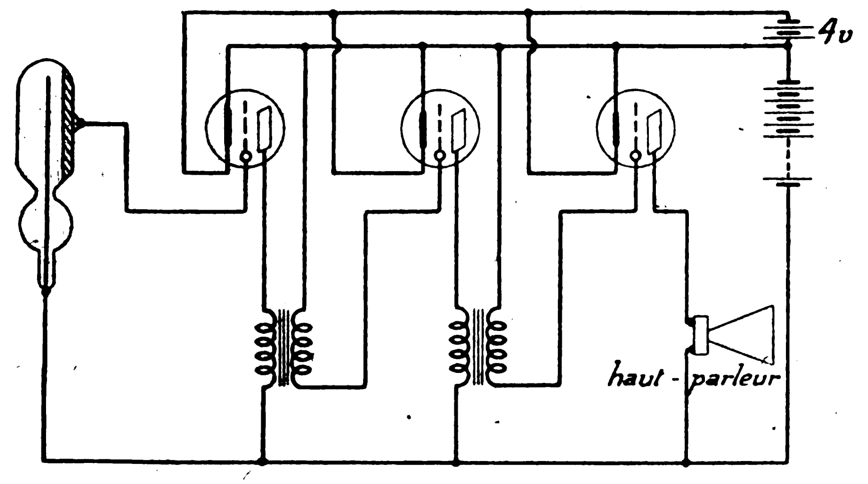


Fig. 5.

Perot et M. B. Lyot l'ont de même utilisé il y a plus de cinq ans avec des cellules photo-électriques au potassium, pour faire des mesures de photométrie stellaire dans des montages d'une remarquable sensibilité.

Un autre avantage de l'amplification en courant alternatif réside dans le fait que l'on peut disposer d'une source de haute tension unique pour la cellule et pour les lampes amplificatrices.

Le montage est alors réalisé conformément à la figure .

Si la tension de 120 à 150 V nécessaire pour la cellule est jugée trop élevée pour les triodes, on peut aussi néanmoins employer une batterie de 80 V commune. Il suffira d'appliquer sur l'anode de la cellule le complément, c'est-à-dire une cinquantaine de volts seulement.

Ce montage est particulièrement stable pour deux raisons : au fur et à mesure que la quantité de lumière qui tombe sur la cellule augmente, le courant photo-électrique devient plus intense; la tension de la grille devient plus positive, le courant grille se développe très rapidement et sitôt que la lumière cesse, la grille reprend sa valeur initiale.

En même temps la différence de potentiel entre la cathode et

l'anode diminue, en sorte qu'aucune illumination de la cellule n'est à craindre, malgré un flux lumineux, très intense. Il en est de même si la cellule travaille, presque dans l'obscurité, très près du potentiel qui produit son illumination.

Lorsque la cellule fonctionne avec des quantités de lumière très faibles, sa sensibilité est très grande, car les courants grilles deviennent très faibles et la tension appliquée à la cellule (tension cathode-anode), est spontanément plus élevée.

Il y a donc une stabilisation automatique de l'ensemble, qui fait qu'on peut opérer indifféremment avec des quantités de lumière très variables.

Application de la cellule éclairée par un faisceau périodique.

La cellule associée comme il vient d'être dit à un amplificateur de basse fréquence est un outil extrêmement pratique. Il peut être utilisé dans un très grand nombre d'applications, la durée de ses réactions est de l'ordre de quelques 1/10 000 de secondes au maximum. Sa sensibilité est très grande, car l'amplification peut être très poussée si les divers étages sont convenablement blindés contre les champs électriques et magnétiques extérieurs.

Lorsqu'on a besoin finalement d'un courant continu, on peut redresser les deux alternances au dernier étage d'amplification.

Cet ensemble cellule-triode est stable, mais il n'est toutefois pas proportionnel. Dans les mesures, on ne devra donc l'utiliser uniquement que comme appareil de comparaison.

S'il s'agit par exemple de mesurer une source lumineuse, on devra la comparer à une autre source de lumière connue, et faire alternativement tomber sur la cellule le flux lumineux provenant de l'une ou de l'autre de ces sources, au moyen de disques tournants démasquant des miroirs, ou encore au moyen de miroirs tournants.

S'il s'agit au contraire de comparer la transparence ou la coloration de deux liquides, solides ou gaz, on organisera un système de deux trajectoires optiques symétriques. Sur l'une d'entre elles on disposera un coin senitométrique étalonné et sur l'autre le corps dont on veut mesurer l'opacité. Le système des obturateurs tournants ou oscillants, aura pour effet de produire un courant photoélectrique de fréquence déterminée dans l'amplificateur. L'égalité des opacités correspondra à la disposition du son.

Pour réduire l'influence des parasites provenant de la cellule et de l'amplification, on peut avantageusement placer sur le circuit-plaque de la dernière lampe un circuit oscillant ou mieux un véritable filtre comportant plusieurs éléments et établi pour la fréquence qui correspond à la rotation et au nombre de trous du disque.

Le très gros avantage de cette méthode réside dans le fait que l'on peut opérer en plein jour, et en faisant usage d'un haut-parleur, car on peut toujours amplifier autant qu'on le veut. Ce qui limite la sensibilité du système, c'est uniquement la présence des parasites recueillis qui se traduisent par des soufflements; mais ceux-ci se distinguent facilement du son musical. L'influence de la lumière parasite est peu sensible. La lumière solaire est, en effet, continue et aucune composante alternative n'est reçue par l'amplificateur à basse fréquence.

Il suffit d'éviter les quantités de lumière très forte tombant directement sur la cellule, qui auraient pour effet de réduire un peu la sensibilité en rendant la grille plus positive; mais toutes les précautions habituelles pour obtenir l'obscurité complète sont ici superflues. L'opérateur a ses deux mains libres; les opérations sont rapides, et audibles à la fois par un grand nombre de personnes.

Transmission des Belinogrammes.

L'amplification des courants photo-électriques en alternatif, à l'aide d'un faisceau lumineux périodiquement interrompu, a trouvé également une application très intéressante à l'émission des Belinogrammes.

Pour transmettre une image, avec ou sans fil, on en explore successivement les différents points. Le problème consiste donc essentiellement à produire un courant électrique, dont l'intensité corresponde à la teinte de chacun des différents points de l'image. La réalisation de deux organes tournant en synchronisme au poste d'émission et au poste de réception permet ensuite, en transformant en lumière le courant ainsi transmis dans la ligne, de restituer une image conforme à celle qui se trouve au point de départ.

En général, l'image dont on peut disposer, qu'il s'agisse d'une épreuve photographique, d'une lettre manuscrite ou d'un texte imprimé ou dactylographié, ne peut êre examiné que par réflection. C'est-à-dire que l'image est dessinée sous forme de traits plus

ou moins noirs qui se détachent sur un fond plus ou moins blanc.

Ce sont ces différentes valeurs de lumière réfléchie qu'il s'agit de repérer successivement à l'aide de la cellule.

Le problème est difficile, car si l'on veut réaliser une très bonne reproduction des images, il est nécessaire que la surface élémentaire explorée soit de dimensions très réduites.

La quantité de lumière réfléchie par cette surface sera très faible, même en concentrant un faisceau lumineux intense sur une petite surface du papier.

Etant donnée la grande rapidité avec laquelle a lieu cette exploration (la durée de passage d'un point ne dépasse pas 1/500 de se-

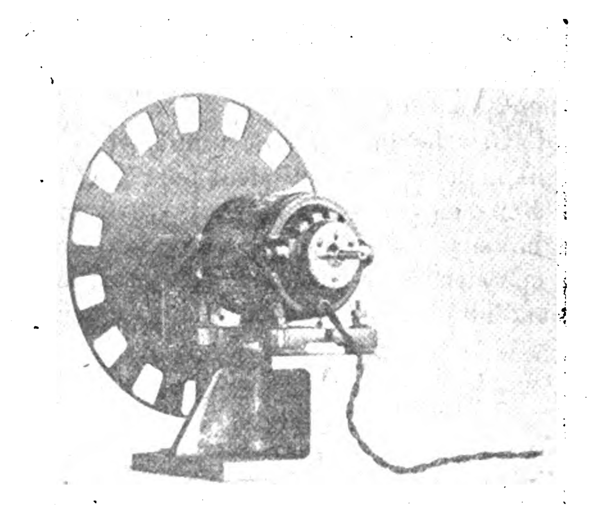


Fig. 6.

conde), il est nécessaire de réaliser une très grande amplification du courant photo-électrique avec un retard très faible.

Une équipe de techniciens remarquables, que M. Belin a su grouper dans ses laboratoires de la Malmaison, sous la direction de MM. Oglobinsky, Amyot, Clayette, Longueville et Masson se sont attaqués en même temps que nous-même à ce difficile problème; après plusieurs mois d'études ils sont parvenus à constituer un matériel simple, robuste et d'un emploi très facile. D'ici quelques temps, il deviendra possible de transmettre d'un bout à l'autre de la France des textes autographes, écrits d'une façon quelconque et avec n'importe quelle encre ou crayon.

Cette réalisation a pu être menée à bonne fin en utilisant l'am-

plification en courant alternatif et l'éclairage périodiquement interrompu dont nous venons de rappeler les avantages.

Voici quelles en sont les parties essentielles de l'appareil :

Un disque perforé (Figure 6) est placé devant la source lumineuse et intercepte périodiquement le faisceau de lumière. Celui-ci est concentré sur une surface relativement petite de l'image à transmettre. La cellule est placée dans un petit boîtier, muni d'un cône percé d'un trou très fin, qui s'approche très près de la surface du papier. Ainsi disposée la cellule ne reçoit que la quantité de lumière qui passe

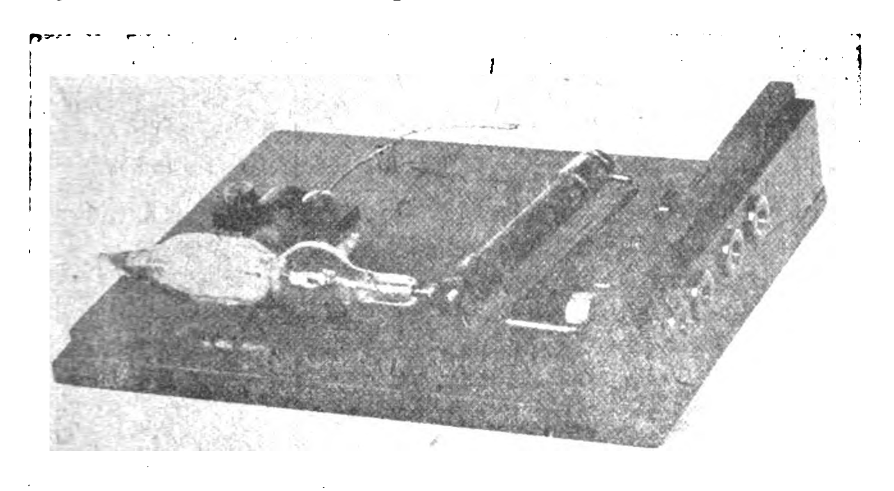


Fig. 7.

par le trou, c'est-à-dire celle qui correspond à une surface élémentaire ponctuelle de l'image.

La cellule est d'un type spécial : (Figure 7). Comme le flux lumineux intervient seul et que la surface du potassium ne joue aucun rôle, on l'a construit de dimensions très petites pour la loger facilement à l'intérieur du poste, la rendre très robuste et très transportable, enfin réduire la capacité entre les électrodes, dont le rôle ne peut être que funeste et qui ne ferait que réduire la sensibilité.

La description de tous les organes qui concourent à la transmission des images comprend une multiplicité de détails très ingénieux : M. Oglobinsky qui a dirigé l'exécution de cet appareil, a bien voulu accepter de venir exposer, lui-même, ces instruments sous leur forme définitive et de vous les présenter au cours de la prochaine séance.

M. P. Toulon.

ERRATA

à l'*O. E.*, janvier 1928, Article de M. Waserman.

PAGE	LIGNE	AU LIEU DE	LIRE
42	formule (1) côté gauche	tg	cotg
44	8	$y = R\lambda_N$	$y = K\lambda_N$
»	formule (3)	R	K
»	13	$\ldots = \frac{\pi}{2\lambda_0} \rho\lambda_N = 0$	$\ldots = \frac{\pi}{2\lambda_0}$ quand $\lambda_N = 0$
»	14	tg	cotg
»	15	tg	cotg
»	formule (4)	tg	cotg

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

Liste des nouveaux sociétaires.

MM. Marique (Jean), ingénieur A.I.Br., 160, rue de la Convention, Paris xv°.

Sencier (Gaston), ingénieur E.C.P., 15, rue Decamps, Paris xvi°.

Peysson (Lucien), ingénieur, 1, place du Commandant-Arnaud, à Lyon (Rhône).

Fargain (Henri), lieutenant d'infanterie coloniale. Chef du poste radio-télégraphique de Nogent-le-Rotrou (Eure-et-Loir).

Cremailh (André), ingénieur, 14, allée des Citeaux, Issy-les-Moulineaux (Seine).

Loyer (Pierre), ingénieur-conseil, 25, rue Lavoisier, Paris, viii°.

Leprêtre (H.), agrégé de physique, 23, rue Descartes, La Flèche (Sarthe).

Société Lux-Radio, 19, place de l'Eperon, Le Mans (Sarthe).

Picase (René) dessinateur-projeteur, 30, Boulevard d'Argenson, à Neuilly-sur-Seine.

Poitrat (Charles), ingénieur, 5, rue des Gâtines, Paris xx°.

Gautret (Octave), commis-principal des P. T T., 20, rue Brézin, Paris xiv°.

Lejay (Benoît), enseigne de vaisseau de 1re classe, transport-pétrolier Rhône » via Paris-Etranger

Samuel (André), ingénieur E.P.C.I., directeur technique de la Société La Thiolite, 90, avenue du Bac, Joinville-le-Pont.

Bain (J. William), ingénieur-électricien, 468, rue Besserer, Ottawa, Canada.

Beaufils Achille), ingénieur des Travaux Publics de l'Etat, 14, rue du Perrey, Le Hâvre.

Siegel (Georges), 88, Boulevard Maillot, Neuilly-sur-Seine.

Leturcq (René), lieutenant d'Infanterie coloniale, 2, rue Boulard, Paris xiv°.

Le Proust du Perray (Gaston), Lieutenant d'Infanterie, 23, avenue Duquesne, Paris vii°.

Dewez (Achille), étudiant, 35, rue Edgar-Quinet, à Malakoff (Seine).

De Guzman (Enrique), lieutenant de vaisseau, 6, rue Blaise Desgoffes, Paris vi°.

De las Penas Gesmero (Buenoventura), ingénieur des Télégraphes, 17 Avenue Victoria, Paris 1er.

Rios Puron (Jose Ma), ingénieur des Télégraphes, 17, rue Hamelin, Paris xvi°.

Echraghi (Ghassen), 24, Boulevard Pasteur, Paris xv°.

Antonopoulo (Periclès), ingénieur électricien, 158, rue de Paris à Vanves, (Seine).

Capilla y Revuelta (Antonio), officier de Marine, 6, rue Blaise Desgoffes, Paris VIe.

Mateesco (Pierre), officier, 20, rue Dutot, Paris XVe.

Groniowski (Casimir), ingénieur, 9 *ter*, Boulevard Montparnasse, Paris VIe.

Brejdygant (Ladislas), officier du Génie, 155 *bis*, rue de la Convention, Paris XVe.

Hariya (Kinji), ingénieur militaire, 34 *ter*, rue Molitor, Paris XVIe.

Hoche (Louis), lieutenant aviateur, Ecole supérieure d'Electricité à Malakoff (Seine).

Castalis (Stelios), officier de Marine, 158, rue de Paris à Vanves (Seine).

Rosenfeld (Selini), étudiant, 60, rue de Vanves, Paris, XIVe.

Rusinow (Joseph), étudiant, 158, rue de Paris, à Vanves (Seine).

Ratuszniak (Samuel), ingénieur I. E. G., 6, rue Blainville, Paris V^e.

Alavi (A.), ingénieur, 38, avenue Benoît-Guichon à Caban (Seine).

Franchette (Félix), ingénieur, 24, avenue du Château, à Vincennes (Seine).

Vokroj (Vaclav), officier, 288, rue de Vaugirard, Paris XVe.

Kou Voon Chup, ingénieur, 50, rue Sadi-Carnot, à Vanves (Seine).

Li Tchétang, étudiant, 39, rue de la Pointe, à la Garenne-Colombes (Seine).

de T'Serclaes (Jacques), capitaine du Génie de l'armée belge, 82, rue Saint-Georges, Bruxelles.

Donzelot (Pierre), Préparateur de physique générale, Professeur de chimie à l'Ecole de pharmacie et médecine, Faculté des Sciences, 30, rue Megevand, à Besançon (Doubs).

Grel (Jean), ingénieur des Postes et Télégraphes, 49, rue Juliette-Récamier, à Lyon (Rhône).

Vallet (Charles), industriel, ingénieur E. P. C. et L. S., 25, rue des Balkans, Paris XXe.

Capitaine Hanus, pavillon du Commandant d'Armes, à Souk-Ahras, département de Constantine.

DEMANDE D'EMPLOI

Ancien élève de l'Ecole Diderot, un an de préparation ingénieur E. T. P., 3 années de pratique, cherche emploi. — Accepterait de s'expatrier. — Ecrire L. Delaunay, 71 *bis*, rue Championnet, Paris (18e).

L'Editeur-Gérant : Etienne CHIRON.

LA TÉLÉGRAPHIE MULTIPLEX PAR COURANTS DE FRÉQUENCES AUDIBLES (TÉLÉGRAPHIE HARMONIQUE)[1].

par A. PAGÈS,

Ingénieur à la Société d'Etudes pour liaisons téléphoniques à longues distances.

RÉSUMÉ. — La *Télégraphie harmonique* s'emploie principalement dans les câbles souterrains et permet une grande économie de conducteurs.

La sélection des diverses fréquences provoque une déformation des signaux à la réception qui limite les vitesses de signalisation. On utilise comme dispositifs de sélection des appareils de résonance ou de filtrage de bande. Dans chaque cas le problème fondamental consiste à déterminer le nombre de fréquences à adopter et les vitesses de signalisation qu'il sera possible d'atteindre.

L'auteur décrit le système de la Société d'Etudes pour Liaisons Téléphoniques qui a été expérimenté sur le réseau Français.

I

Les perfectionnements apportés à la technique des communications télégraphiques ont pour but l'augmentation du rendement et de la stabilité de ces communications. Il importe, non seulement d'accroître le rendement des appareils télégraphiques eux-mêmes, ainsi que des opérateurs qui les desservent, mais surtout d'améliorer autant que possible celui des lignes ou des circuits qui les mettent en relation et qui en constituent les organes les plus dispendieux.

Un rendement satisfaisant peut être obtenu des opérateurs en généralisant l'emploi d'appareils automatiques de transmission et de réception.

Quant aux appareils télégraphiques, ils ont été perfectionnés depuis de nombreuses années et il n'apparaît pas qu'aucune transformation de principe en soit imminente : le système dit *multiple* qui consiste, comme on sait, à doter les postes correspondants de distributeurs synchronisés mettant successivement en relation, à chaque tour des balais, plusieurs groupes d'appareils émetteurs et

(1) Communication faite à la S. A. T. S. F., le 13 décembre 1927.

récepteurs conjugués permet de réaliser des appareils particulièrement robustes et se prêtant aisément, grâce à la faculté d'emmagasiner puis de reproduire les signaux, à de nombreuses combinaisons.

Les appareils multiples — et en particulier les appareils Baudot, particulièrement en faveur en France — utilisent des vitesses de transmission relativement élevées (72 signaux par seconde pour le Baudot quadruple tournant à 180 tours/minute).

En général, les lignes qui relient les appareils permettent néanmoins d'utiliser des vitesses de transmission bien plus grandes ; ces organes étant, comme nous l'avons déjà fait remarquer, très coûteux, une communication simple, même par appareil multiple, nécessitant une ligne pour elle seule apparaît comme bien peu rationnelle.

On pourrait penser à améliorer le coefficient d'utilisation des lignes en augmentant la vitesse de signalisation : on se heurterait dans l'emploi de cette méthode à de grandes difficultés mécaniques pour la réalisation d'appareils télégraphiques robustes à très grande vitesse de signalisation.

La télégraphie multiplex, qui consiste à superposer sur une même ligne plusieurs communications distinctes utilisant des courants alternatifs de fréquences différentes, offre une solution beaucoup plus pratique et d'ailleurs plus efficace de cette difficulté. Grâce à cette méthode, une communication rationnellement établie se présente sous la forme d'une communication à plusieurs fréquences, convenablement réparties dans la gamme transmise convenablement par la ligne, chacune de ces fréquences correspondant à un appareil télégraphique multiple, lequel sera lui-même avantageusement équipé avec des transmetteurs et récepteurs automatiques.

Dans ces conditions, le problème fondamental de la télégraphie multiplex consiste à déterminer combien de fréquences il sera avantageux d'utiliser et quelle vitesse de signalisation il sera possible d'utiliser sur chaque fréquence.

Cette détermination dépend essentiellement des caractéristiques des lignes utilisées. Nous nous bornerons à exposer dans ce qui suivra les considérations sur lesquelles pourrait se baser cette détermination, lesquelles présentent seules un caractère assez général pour n'être pas déplacées ici.

Nous décrirons ensuite un système récent de télégraphie multi-

plex, développé par l'auteur au Laboratoire de la *Société d'Etudes pour liaisons téléphoniques.*

Le principe de ces appareils présente des analogies assez étroites avec celui d'appareils utilisés couramment en radiotélégraphie, en particulier à cause de l'utilisation des lampes triodes.

D'ailleurs, le problème de la sélection de plusieurs signalisations de fréquences différentes intéresse directement la technique radiotélégraphique et s'apparente étroitement avec celui de l'épuration d'une signalisation troublée par des perturbations irrégulières, problème bien élucidé à la suite des publications nombreuses parues ces dernières années, principalement dans des revues étrangères.

II

Bien que la télégraphie multiplex soit entrée récemment dans la phase de l'exploitation pratique, le principe en est connu depuis de nombreuses années. On cite, en particulier, une expérience présentée en 1846 par l'abbé Laborde devant l'Académie des Sciences.

Depuis lors, de nombreux systèmes de plus en plus perfectionnés ont été expérimentés. Il n'apparaît pas qu'il soit utile d'en donner ici la description et il nous suffira de rappeler les essais bien connus faits par Mercadier il y a environ 25 ans, au moyen de dispositifs fort ingénieux.

MM. Mercadier et Maguna, après avoir étudié les effets de résonance produits par des plaques vibrantes de forme circulaire, créèrent le monotéléphone, sorte de récepteur téléphonique dont la plaque présente une résonance très accusée et est capable, lorsqu'elle entre en vibration de résonance, d'actionner au moyen d'un levier un relais télégraphique.

Le système Mercadier-Maguna comporte à l'émission plusieurs diapasons entretenus électriquement au moyen d'un dispositif jouant le rôle d'archet et à la réception des monotéléphones accordés sur les fréquences entretenues par des diapasons. Diapasons et monotéléphones, groupés soit en série, soit en parallèle, sont reliés au circuit par l'intermédiaire d'un système de transformateurs différentiels analogues à ceux qui sont maintenant utilisés dans le montage des amplificateurs réversibles pour circuits téléphoniques. Ce système, basé sur l'emploi d'organes électro-mécaniques, a été expérimenté avec succès ; ces organes, toutefois, ne

pouvaient suivre correctement que des vitesses de signalisation assez limitées et nécessitaient un courant dont l'amplitude produisait sur les circuits voisins de graves perturbations. Ces inconvénients semblent être la raison qui empêcha le système Mercadier d'être maintenu en exploitation.

Après des années d'oubli, la télégraphie multiplex prit brusquement une importance considérable. En effet, l'accroissement du trafic à écouler et le désir d'abaisser les frais d'exploitation firent rechercher, comme nous l'avons expliqué plus haut, un accroissement du rendement des communications ; d'autre part, dans l'intervalle, l'électrotechnique avait progressé d'une façon telle que les difficultés qui avaient entravé l'essor du système Mercadier pouvaient être aisément surmontées.

Enfin et surtout le développement récent de la télégraphie multiplex coïncide avec celui des réseaux téléphoniques souterrains ; les circuits souterrains assurent par leur nature même une très grande stabilité aux communications qui les utilisent et cette stabilité est particulièrement nécessaire aux communications télégraphiques ; par contre, ils sont très coûteux et telle est la raison pour laquelle l'utilisation des câbles souterrains pour l'écoulement du trafic télégraphique était liée au développement de systèmes capables d'assurer cet écoulement en n'immobilisant qu'un très petit nombre de circuits.

Il est donc naturel que, dans ces dernières années, plusieurs systèmes aient été mis au point dans des pays procédant à l'installation d'un réseau téléphonique souterrain.

Les principaux systèmes ont été proposés en Amérique par la Western Electric Cy, en Allemagne par Siemens et Halske et enfin en France par la Société d'Etudes pour Liaisons Téléphoniques. Ils utilisent tous, comme il était évident, les lampes à trois électrodes qui sont maintenant aussi utiles à la technique téléphonique ordinaire qu'à celle de la radiotélégraphie.

III

On sait que si on applique à un réseau électrique, c'est-à-dire à une combinaison plus ou moins complexe de résistances, d'inductances et de capacités, une force électromotrice sinusoïdale des courants et des tensions prennent naissance dans tous les éléments du

réseau : ces courants et tensions subissent d'abord des variations plus ou moins compliquées (régime d'établissement), puis prennent un caractère sinusoïdal (régime permanent).

On sait d'autre part que, si on applique à un tel réseau plusieurs forces électromotrices sinusoïdales, les courants et les tensions engendrés respectivement par chacune d'elles se développent indépendamment et se superposent. Ce fait résulte de ce que les équations auxquelles obéit le réseau sont des équations différentielles linéaires.

Cette propriété est conservée lorsque le système comporte des organes tels que des lampes triodes, à condition, bien entendu, que ces lampes travaillent sur des portions rectilignes de leurs courbes caractéristiques.

Pour trouver les courants et tensions engendrés dans un réseau électrique par une force électromotrice appliquée brusquement, il suffit théoriquement d'écrire les équations qui régissent le réseau (ce dernier peut être décomposé en branches auxquelles on peut appliquer les lois d'Ohm et de Kirchoff), et de rechercher les solutions qui satisfont aux conditions limites imposées par l'état de repos du système au moment de l'application de la force électromotrice. Il s'agit donc de résoudre un système d'équations différentielles linéaires : cette résolution présente naturellement des difficultés énormes dans le cas de réseaux tant soit peu compliqués.

Cette méthode directe ne saurait permettre d'étudier aisément des systèmes électriques tels que ceux qui sont utilisés en télégraphie harmonique et d'expliquer leurs propriétés générales et leurs avantages respectifs.

Une méthode détournée que nous allons très sommairement exposer, dans ses principes généraux seulement, présente le grand avantage de permettre de donner une idée assez exacte de cette comparaison sans qu'il soit besoin de suivre les calculs eux-mêmes : elle permet de suivre, par un raisonnement physique, la marche du mathématicien auquel on laisse le soin de résoudre toutes les difficultés.

Cette méthode repose sur l'emploi des intégrales dites de Fourier, dont la formation peut être expliquée de la manière suivante :

Le théorème de Fourier permet de représenter une fonction périodique quelconque par une série de fonctions sinusoïdales : le premier terme de la série — ou terme fondamental — a même période que la fonction et les autres termes — harmoniques — ont pour périodes respectives tous les multiples de la période fondamentale.

C'est ainsi par exemple qu'un courant alternatif industriel peut être considéré comme composé d'un courant sinusoïdal et d'harmoniques en proportions diverses.

Imaginons une fonction périodique dont la période devient de plus en plus grande : il est clair que la fréquence du terme fondamental de la série correspondante tend vers zéro et que les harmoniques successifs se serrent de plus en plus.

Passant à la limite, on peut considérer une fonction non périodique comme une portion d'une fonction périodique de fréquence infinie : elle sera représentée par une série de Fourier dont les harmoniques successifs, infiniment serrés les uns à la suite des autres,

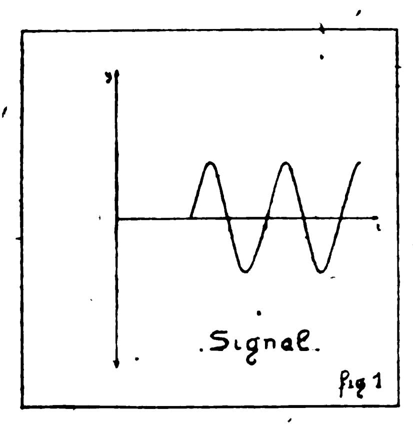


Fig. 1. — Fonction « Signal »

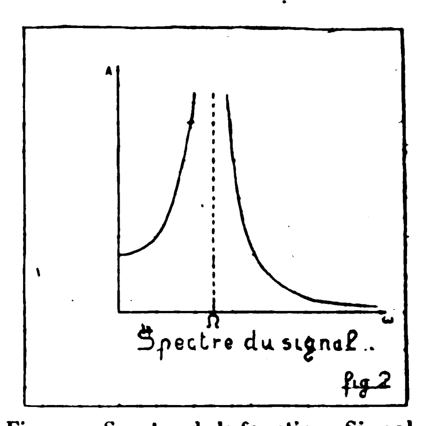


Fig. 2. — Spectre de la fonction «Signal».

occupent toutes les fréquences de zéro à l'infini : la série est devenue à la limite une intégrale de Fourier.

Au point de vue physique, cela signifie qu'une fonction représentant une grandeur quelconque, peut être remplacée par une infinité de termes sinusoïdaux de toutes fréquences : chaque terme pris individuellement possède une amplitude infiniment petite, mais l'amplitude relative de tous ces termes peut être représentée par une courbe en fonction de la fréquence qui indique les régions de fréquences correspondant aux termes les plus importants et qu'on peut appeler le spectre de la fonction.

Prenons comme exemple la fonction définie de la façon suivante : elle est nulle jusqu'à une certaine époque, puis devient égale à une fonction sinusoïdale (fig. 1). Cette fonction compliquée n'est pas périodique. Elle peut être remplacée par une infinité de petites sinusoïdes (durant, bien entendu, depuis un temps infiniment long, et

ne débutant pas comme la fonction à représenter à une époque déterminée) auxquelles correspond le spectre de la figure 2.

Grâce à cette représentation, l'étude d'un réseau électrique soumis à l'action d'une force électromotrice sinusoïdale appliquée brusquement, peut être remplacée par celle du même réseau soumis à l'action simultanée d'une infinité de forces électromotrices sinusoïdales de toutes fréquences, mais appliquées en permanence et pour lesquelles on peut considérer le régime permanent comme atteint depuis infiniment longtemps.

La méthode à laquelle nous faisons allusion plus haut, est donc en définitive la suivante :

1° Remplacer la fonction représentant une force électromotrice sinusoïdale succédant à un état de repos par sa représentation sous forme d'intégrale de Fourier ;

2° Déterminer les courants (ou les tensions) produits, en *régime permanent seulement*, par tous les éléments de l'intégrale ;

3° Faire la somme de tous ces courants ou tensions élémentaires qui se superposent puisque le système est supposé linéaire.

Cela revient à dire, d'autre part, que lorsqu'on connaît les propriétés d'un réseau en courant permanent à toutes fréquences, on peut (théoriquement) calculer ses propriétés en régime variable, et cette possibilité est une conséquence du fait qu'un réseau électrique est un système linéaire.

Cette méthode présente un intérêt physique évident, mais il ne faudrait pas croire que son intérêt pratique soit équivalent : en effet, il est relativement simple de déterminer les propriétés d'un réseau électrique en régime permanent seulement, car on connaît des méthodes purement algébriques qui évitent d'avoir à résoudre des équations différentielles ; il est donc relativement facile de trouver les courants ou tensions correspondant à chaque élément de l'intégrale de Fourier ; mais ces éléments étant en nombre infini, l'addition de tous ces courants ou tensions élémentaires correspond au point de vue mathématique à la résolution d'une intégrale, laquelle ne peut être effectuée que dans des cas spéciaux.

Quoi qu'il en soit, cette méthode va nous permettre de jeter quelque lumière sur le problème fondamental de la sélection de plusieurs signalisations de fréquences différentes.

IV

Celui-ci se présente de la manière suivante :

On cherche à réaliser des appareils électriques récepteurs suscep-

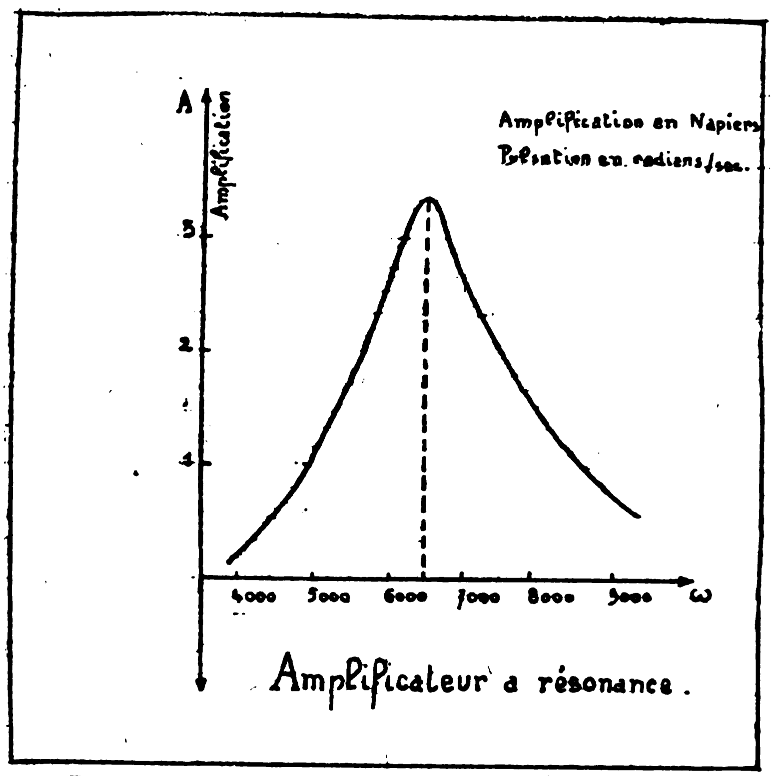


Fig. 3. — Courbe caractéristique de récepteur à résonance.

tibles d'être actionnés par une signalisation effectuée sur une fréquence déterminée, mais restant insensible à des signalisations effectuées simultanément sur des fréquences différentes.

On emploie effectivement deux types d'appareils récepteurs :

1° des récepteurs à résonance simple ;

2° des récepteurs à bande de fréquence.

Le courant à la sortie de ces appareils, lequel est égal à la force électromotrice appliquée divisée par un certain facteur (impédance de transmission- calculable dans chaque cas à partir des équations fondamentales d'Ohm et de Kirchoff et fonction de la fréquence), peut être représenté par une courbe, qui est dans le premier cas, une courbe en forme de cloche (fig. 3) et dans le second, une courbe

rectangulaire (fig. 4) ou approximativement : cette courbe (à laquelle pour être tout à fait précis, il faudrait joindre la courbe représentant en fonction de la fréquence le décalage de phase du courant par rapport à la force électromotrice) définit entièrement les propriétés du récepteur en régime permanent.

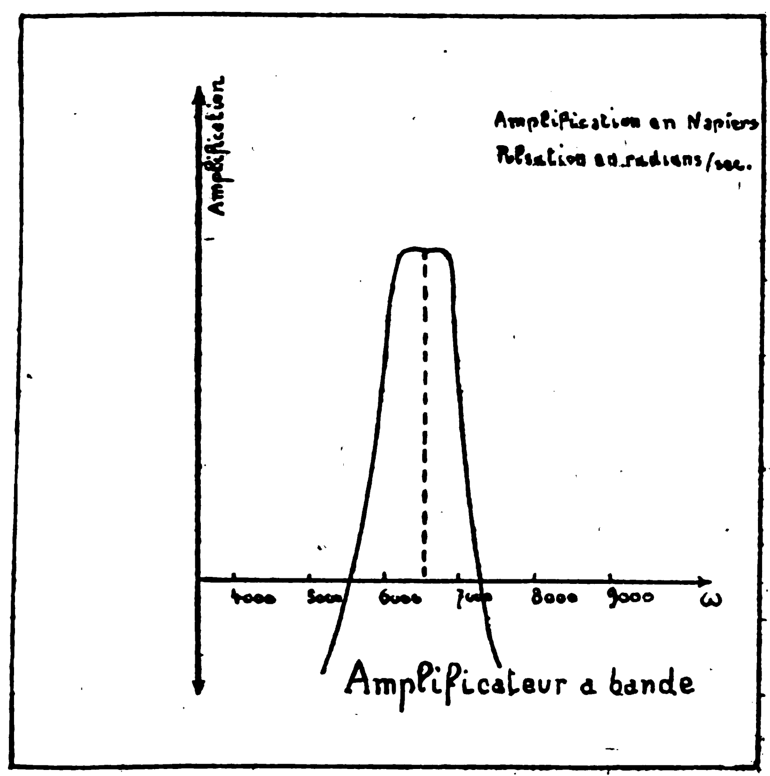


Fig. 4. — Courbe caractéristique de récepteur à bande.
(L'échelle des ordonnées est la même que dans la fig. 3).

Mais, d'après ce que nous avons vu précédemment, de ces propriétés on peut déduire le régime transitoire qui se produira au moment de l'application de la force électromotrice à recevoir. Ces deux types fondamentaux de récepteurs sont donc caractérisés également par des régimes transitoires de durée différente.

Or, c'est évidemment cette durée qui limitera la vitesse de signalisation, cette limitation étant due à ce que le récepteur, quel qu'il puisse être d'ailleurs, déformera les signaux reçus.

Si nous examinons la courbe de la figure 2, nous constatons que les fréquences importantes du spectre sont groupées autour de la

fréquence/réelle du signal (nous donnerons dorénavant le nom de signal à une force électromotrice sinusoïdale appliquée brusquement) et occupent une bande de fréquences qu'on peut grossièrement délimiter.

Il en résulte que si on utilise comme récepteur un filtre de bande de largeur appropriée, les fréquences importantes seront reçues et la durée du régime transitoire courte.

Au contraire, si on utilise un récepteur à résonance, la courbe de ce récepteur s'adapte moins bien à celle du spectre du signal : il en résulte que pour obtenir une durée du régime transitoire égale à celle donnée par le récepteur à bande, il faudra utiliser une courbe assez arrondie correspondant à une sélectivité moins grande, ce qui conduira en définitive à écarter davantage les autres fréquences.

L'écartement des fréquences peut ainsi être calculé à partir des vitesses de travail qu'on désire atteindre : il suffit de se fixer par convention la durée maxima tolérable du régime transitoire à la sortie du récepteur : on peut, par exemple, calculer ce dernier de telle manière que cette durée soit de l'ordre de grandeur des signaux les plus courts.

Plus précisément, un récepteur à résonance est caractérisé par trois paramètres ; on peut choisir la fréquence de résonance, le courant à la résonance et la constante de temps. Le calcul montre que, étant donné l'ordre de grandeur de ces paramètres dans le cas de récepteurs utilisés en télégraphie multiplex, la courbe enveloppe du signal reçu est très sensiblement exponentielle. La durée pratique du régime transitoire se déduit donc immédiatement de la constante de temps. D'autre part, il résulte également de cette circonstance que l'écartement des fréquences peut être déterminé en posant que le courant pour chacune des fréquenes de signalisation autres que la fréquence de travail, soit réduit dans un rapport minimum donné, lequel est choisi avec un coefficient de sécurité convenable.

D'autre part, la durée du régime transitoire à la sortie d'un filtre à bande (ou de tout autre récepteur produisant le même effet) est sensiblement proportionnelle à la largeur de la bande transmise. K. Kupfmuller a donné la démonstration de cette propriété, ainsi que la formule correspondante [1]. Il est donc aisé de déterminer la largeur de bande convenable.

---

(1) Küpfmüller, *Phénomènes transitoires dans les filtres d'onde*, E.N.T., mai 1924.

On doit tenir compte de ce que les récepteurs à bande ne sont jamais parfaits. Ceci fait, on peut déterminer l'écartement des fréquences en conservant entre les bandes voisines un écartement raisonnable.

On trouve aussi que, si l'on se propose de transmettre des signaux d'une durée de l'ordre du 1/100e de seconde, des récepteurs à résonance nécessitent pratiquement un écartement entre les fréquences successives d'environ 300 périodes alors que des récepteurs à bande permettent de réduire cet écartement environ à 250 périodes [1].

V

La détermination de l'écartement des fréquences ainsi que des caractéristiques à donner aux récepteurs — constante de temps ou largeur de bande — est la plus importante, mais les différents organes doivent en outre satisfaire à diverses conditions plus ou moins difficiles à réaliser et qu'il nous suffira d'énumérer.

Appareils émetteurs.

Fixité absolue de la fréquence et facilité de réglage.
Fixité de l'intensité et facilité de réglage.
Durée d'établissement du courant extrêmement courte.
Possibilité de commande facile par un relais télégraphique.
Indépendance rigoureuse des différents émetteurs.
Non-action des émetteurs sur les récepteurs voisins.

Appareils récepteurs.

Sélection des différentes fréquences (résonance ou bande).

Redressement des signaux et commande d'un relais télégraphique au moyen de signaux très déformés et de très faible intensité.

Nécessité d'un procédé de réglage très simple (réglage unique) et de grande stabilité.

Nous décrirons dans ce qui suit un système dans lequel toutes ces conditions ont été résolues de manière pratique. On trouvera dans la figure 5, le schéma de principe de ces appareils. On n'y a figuré qu'un émetteur et un récepteur, les autres étant identiques et simplement connectés en parallèle.

---

(1) Au cours d'essais récents, la vitesse de signalisation de 100 signaux par seconde a été largement dépassée.

Les conditions ci-dessus imposées pour les appareils émetteurs sont satisfaites par les oscillateurs à lampe dont les caractéristiques générales sont les suivantes :

L'entretien des oscillations est déterminé par un circuit accordé shunté par une résistance faible et embroché dans le circuit de plaque en série avec un transformateur de sortie ; la tension aux bornes est transmise à la grille par un transformateur élévateur de tension.

Grâce à ce procédé, le circuit accordé shunté nécessite peu d'énergie et l'accrochage du courant peut être rendu pratiquement instantané; en agissant soit sur la self (ou la capacité), soit sur la résistance, on peut agir d'une manière sensiblement indépendante soit sur la fréquence du courant, soit sur son intensité : l'établissement du courant est assez rapide pour permettre d'intercaler le relais de transmission en série avec le circuit extérieur et de commander directement le débit de l'oscillateur ; enfin, celui-ci pouvant débiter une puissance très supérieure à celle qui est nécessaire (une fraction de milliwatt), une forte résistance est également intercalée en série avec le circuit extérieur et permet de grouper les oscillateurs en parallèle sans aucun artifice.

Lorsque le même circuit est utilisé pour la transmission dans les deux sens, les oscillateurs et les récepteurs sont reliés à la ligne par l'intermédiaire d'un système équilibré en pont ou en différentiel ; ce montage est complété par une impédance d'équilibre ou balance permettant d'équilibrer le circuit pour toute la gamme des fréquences utilisées.

On place, en général, avant les appareils récepteurs un étage d'amplification commun, lequel alimente les différents récepteurs qui sont, eux aussi, simplement connectés en parallèle.

Chacun d'eux comporte deux lampes : la première assure la sélection des différentes signalisations et la seconde, la détection et la rectification des signaux.

La première lampe peut être équipée, soit en amplificatrice à résonance, soit en amplificatrice à bande. Le principe du montage consiste à produire un retour de tension de la plaque sur la grille au moyen d'un transformateur sans fuites, la tension de rétroaction ainsi produite étant en opposition de phase avec la tension appliquée et détruisant l'amplification : un réseau plus ou moins compliqué agit sur l'amplitude et la phase de cette tension à la façon d'une vanne.

L'auteur a précédemment montré (1) qu'en utilisant une self et une capacité, on obtient un montage à résonance dont les caractéristiques sont aisément calculables et qui permet d'obtenir très aisément les sélectivités exactement désirables dans chaque cas, quelles qu'elles soient.

La figure 5 indique le montage d'un réseau un peu plus complexe qui a permis d'obtenir des courbes d'amplification presque rectangulaires, c'est-à-dire permettant d'obtenir sans difficultés les mêmes effets qu'au moyen d'un amplificateur et un filtre à bande compliqué associés l'un à l'autre.

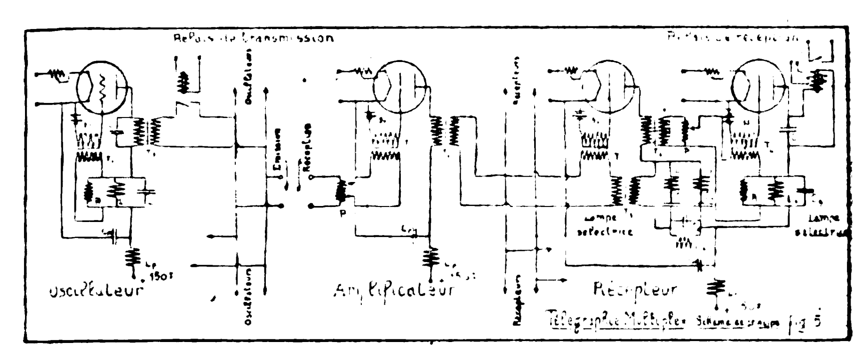


Fig 5. — Schéma de principe d'une installation de télégraphie multiplex type « Selt ».

Un potentiomètre sépare la première lampe de la seconde, laquelle est équipée en détectrice (détection par la plaque). Cette lampe commande directement le relais de réception embroché dans le circuit de plaque. Un dispositif très efficace a permis de supprimer tout réglage du relais. Lorsqu'on applique une tension alternative progressivement croissante, ce qui est le cas pour les signaux déformés par l'étage sélecteur, on n'observe d'abord aucun courant, puis brusquement, un courant considérable faisant basculer instantanément le relais jusqu'à ce que l'amplitude du signal repasse en décroissant par la même valeur : cet effet est obtenu au moyen d'une forte polarisation de grille et d'un dispositif renforçateur à réaction, constitué par un circuit accordé shunté dont le montage est à rapprocher de celui des oscillateurs ; ce dispositif, bien que très sensible, est d'une stabilité absolue et ne possède malgré sa sensibilité, qu'une constante de temps négligeable.

(1) Voir *Onde Electrique*, juin 1926.

La durée de basculage du relais peut donc être réglée en agissant sur le potentiomètre dont le réglage est, en définitive, le seul que nécessitent les récepteurs : quand on le manœuvre en augmentant la sensibilité, les signaux semblent d'abord secs, puis ont tendance au collage ; un opérateur tant soit peu exercé peut effectuer ce réglage instantanément.

VI

Ce système peut s'adapter à des fréquences très diverses.

Les besoins actuels de la pratique peuvent être satisfaits par l'utilisation de trois types d'appareils qui ont été créés et dont les caractéristiques sont les suivantes :

1° Pour les communications à très grandes distances, on utilisera des circuits souterrains munis d'amplificateurs ; la pratique du téléphone a conduit à utiliser dans ce cas des circuits séparés pour la transmission dans chaque sens. Cette séparation sera conservée pour la télégraphie multiplex.

Le nombre de communications qu'il est possible de superposer dépend de la nature du circuit lui-même ; les circuits souterrains sont en effet pupinisés, c'est-à-dire munis de selfs ayant pour effet, d'une part, de réduire et de régulariser l'affaiblissement des fréquences inférieures à une certaine valeur, d'autre part, d'étouffer complètement les fréquences supérieures.

Le type de circuit le plus utilisé et le plus économique transmet les fréquences inférieures à 2.500 périodes : il a paru avantageux d'utiliser sur un tel circuit six fréquences (dans chaque sens) et des récepteurs à bande permettant une vitesse de signalisation supérieure à 100 périodes par seconde.

Malheureusement, cette vitesse ne peut être atteinte que sur des lignes courtes [1]; sur des lignes longues des effets de déformation encore inévitables dans l'état actuel de la technique (même lorsque les amplificateurs sont munis de dispositifs de contre-distorsion compensant les inégalités qui se produisent dans la transmission des différentes fréquences) résultent du fait que la vitesse de propagation dépend de la fréquence et conduisent à réduire la vitesse de

(1) Depuis la présentation de cette communication, le système décrit a pu être expérimenté sur un circuit de près de 1000 km, et les vitesses de transmission atteintes ont dépassé les prévisions de l'auteur.



signalisation, d'autant plus que la ligne est plus longue et la fréquence utilisée plus voisine de la fréquence de coupure du câble.

La figure 6 montre l'aspect d'une telle installation : ces appareils sont munis de dispositifs de mesure, de contrôle et de sécurité extrêmements complets, nécessités par l'importance du trafic qui peut

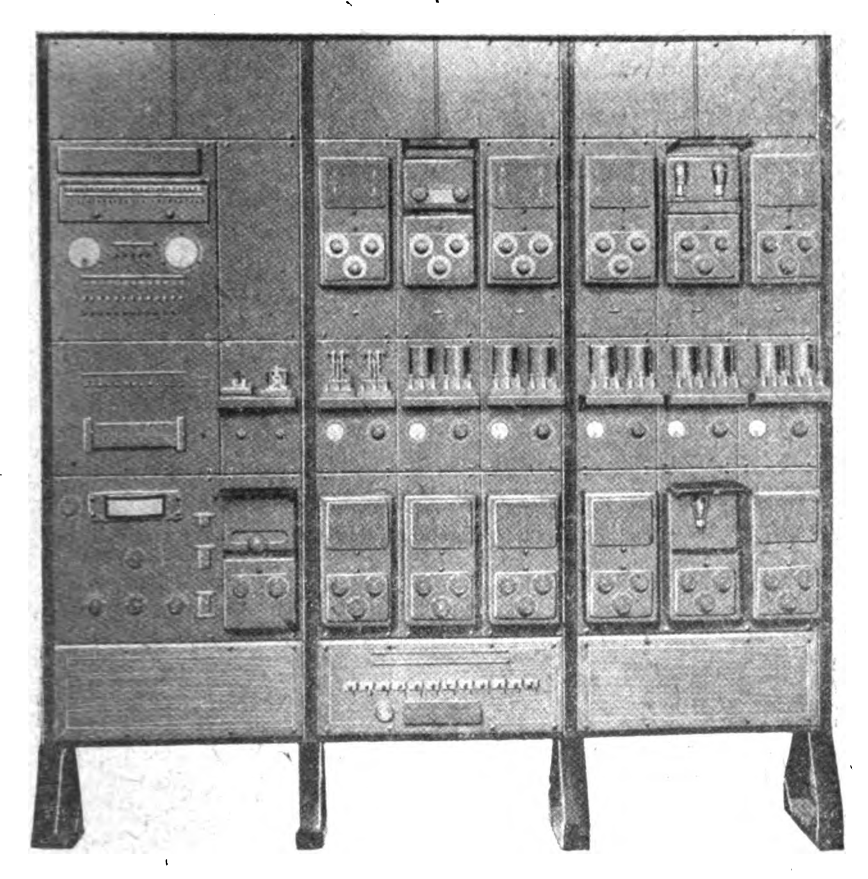


Fig. 6. — Vue d'une installation à 12 fréquences pour circuit souterrain à grande distance.

être concentré sur une même installation (par exemple, six appareils Baudot sextuples si la ligne n'est pas trop longue, ce qui représente au total 72 secteurs pouvant débiter chacun 3 lettres ou plus par seconde.

2° Pour des communications à moins grandes distances (jusqu'à 500 km environ), on pourra utiliser le même circuit pour une communication bilatérale et utiliser une installation comportant

quatre fréquences dans le même sens et munis de récepteurs à résonance qui sont suffisants et ont l'avantage d'être réglables, ce qui facilite l'exploitation.

3° Lorsqu'on ne dispose pas de circuit souterrain, on pourra utiliser un circuit aérien. Ceux-ci étant toujours en nombre limité, on a cherché à permettre l'utilisation simultanée d'un circuit pour le téléphone et la télégraphie multiplex. Le principe de cette méthode consiste à réserver à la communication téléphonique les fréquences intérieures à 2.500 par exemple et à utiliser pour la télégraphie multiplex des valeurs supérieures. On les choisit néanmoins aussi peu élevées que possible, de façon à ce que les portions souterraines des circuits n'introduisent pas un affaiblissement trop élevé. Des expériences effectuées entre Paris et Lyon ont démontré la possibilité d'utiliser trois fréquences dans chaque sens sur des circuits aériens ordinaires de 500 km. Une installation de ce type pour téléphonie et télégraphie multiplex simultanées a en conséquence été créée pour compléter les précédentes.

Il serait certainement possible d'utiliser des fréquences inaudibles, mais cet essai n'a pas encore été fait, car il n'apparaît pas qu'un tel système réponde à des besoins pratiques, étant donné le développement des câbles souterrains qui étouffent radicalement ces fréquences. Sur ces circuits, des installations en exploitation depuis plus d'un an ont prouvé la valeur pratique du système décrit.

VII

Pour terminer, nous ferons remarquer que le problème qui nous a occupé présente de grandes analogies avec celui d'une réception de signaux radiotélégraphiques. On sait qu'il est illusoire de rechercher une protection rigoureuse contre les parasites, mais qu'un filtrage convenablement établi possède néanmoins une efficacité précieuse. Ce filtrage peut avantageusement être réalisé en basse fréquence, après détection des signaux. A ce titre, un récepteur de télégraphie multiplex convient parfaitement à cette application et permet de réaliser un appareil enregistreur efficace et commode.

Cette question a d'ailleurs été étudiée par l'auteur, lequel espère être bientôt en mesure de revenir sur cette question et d'indiquer les résultats obtenus.

A. Pagès.

LE RADIOCOMPAS
ET LA NAVIGATION AÉRIENNE (1)

par P. FRANCK,
Ingénieur en chef de l'Aéronautique.

SOMMAIRE. — Le radiocompas peut devenir un véritable instrument de Navigation Aérienne. La facilité de sa lecture et la simplicité de son emploi en feraient un instrument plus commode que le compas magnétique. Les erreurs faites dans les mesures de dérive et les erreurs de l'appareil réunies peuvent donner des écarts de route qui n'ont pas d'importance en Navigation Aérienne. On est en tous cas certain d'arriver au but. Mais les difficultés de réalisation d'un tel instrument sont très grandes et ne pourront être surmontées que par des techniciens très avertis.

Dans l'*Onde Electrique* de juillet 1927, M. Busignies a écrit un article sur les « Appareils indicateurs donnant par lecture directe la direction d'une onde ». Il indique dans cet article l'application qui peut en être faite à la Navigation Aérienne. Nous voudrions aujourd'hui insister sur les conséquences que pourrait avoir, pour celle-ci, la réalisation du radiocompas, et sur les conditions de cette réalisation.

Il convient d'abord de s'entendre sur le sens du mot radiocompas. Il s'agit d'un appareil qui traduise sur un cadre gradué, la direction d'un émetteur de T. S. F. mesurée par rapport à lui. Si le radiocompas est fixé sur un avion, et que la direction zéro soit parallèle à l'axe de l'avion, il indiquera l'angle que fait la direction de l'émetteur de T. S. F. avec cet axe. Quand l'avion aura le cap sur cet émetteur, l'aiguille sera au zéro; quand il aura son cap à 2° à droite, l'aiguille sera à + 2°.

Un tel appareil serait un véritable instrument de navigation pouvant remplacer le compas : il permettrait au navigateur de prendre comme axes de références les lignes de force du champ électromagnétique créé par l'émetteur, au lieu de celles du champ terrestre. Nous jugerons des avantages et des inconvénients de son emploi, d'après les qualités que l'on demande d'ordinaire à un instrument de navigation : il ne doit nécessiter que des mesures simples

(1) Communication faite à la S.A.T.S.F., le 10 janvier 1928.

et rapides; les calculs à faire doivent être réduits au minimum; les constructions graphiques doivent être simples et peu nombreuses. Nous allons comparer à ces points de vue, l'emploi du compas et celui du radiocompas.

Avec le radiocompas les mesures seront simples et rapides, et même plus faciles qu'avec un compas ordinaire : un index peut être placé devant le cap à tenir. D'un coup d'œil, le pilote vérifie que l'aiguille est devant l'index; c'est beaucoup plus facile que de vérifier sur une rose de compas que l'on tient un cap dont il faut retenir la valeur.

Le navigateur qui utilise le compas magnétique détermine son cap au compas de la manière suivante : il mesure sur la carte son cap géographique, il y ajoute la déclinaison, puis la déviation (erreur de compas) et enfin en retranche la dérive. Avec un radiocompas, il n'y a plus à mesurer le cap géographique : celui-ci est toujours zéro, puisque son repère géographique est toujours, quelle que soit sa position, la ligne de force qui va de l'émetteur à lui. Il n'y a pas de déclinaison; il a seulement à retrancher de la déviation (erreur du radiocompas), la dérive. La déviation sera même vraisemblablement nulle, car la mesure étant faite suivant l'axe de l'avion, les erreurs dues aux circuits métalliques, symétriques par rapport à cet axe, se compensent. Ainsi le cap est égal et de sens contraire à la dérive. Donc grande simplification dans ce calcul.

Non seulement le calcul du cap est simplifié, mais il n'est à refaire que si la dérive change. Le compas magnétique exige des changements de cap nombreux sur un long parcours. En effet, la déclinaison change en cours de route, il faut alors changer le cap. Si le trajet à couvrir est très long, le chemin le plus court est l'arc de grand cercle; mais le compas ne permet pas de le suivre, on suit une série de loxodromies, c'est-à-dire de courbes à cap géographique constant, qui se rapprochent du grand cercle; à chaque changement de loxodromie, changement de cap. Ainsi la préparation des caps à tenir au cours d'un grand voyage exige tout un travail, qui se traduit par un tableau à emporter à bord. Rien de tout cela avec le radiocompas : la dérive à connaître, et c'est tout, moyennant quoi on suit aux erreurs près un arc de grand cercle.

Et ceci nous conduit à la question des graphiques. Actuellement, pour préparer sa route, le navigateur construit point par point sur la carte de Mercator, l'arc de grand cercle qui joint son point de

départ à son point d'arrivée, puis il trace une ligne brisée inscrite dans cet arc de grand cercle et composée de droites représentant des loxodromies le long desquelles il tiendra un cap géographique constant. En cours de route, s'il fait des relèvements à grande distance par radiogoniométrie, leur report sur la carte de Mercator est difficile et compliqué. Il est alors amené à se servir, au lieu de la carte de Mercator, d'une projection gnomonique, sur laquelle les grands cercles sont des droites. Mais cette projection gnomonique rend plus difficile le tracé des loxodromies. Il est donc obligé ou bien d'avoir deux cartes ou bien de faire les constructions compliquées sur l'une d'elles. Avec le radiocompas, la projection gnomonique résout toutes les difficultés : la route suivie, comme les lignes de relèvement, sont des grands cercles, c'est-à-dire des droites sur la carte. Nous n'insisterons pas davantage ici sur cette question assez complexe des constructions à faire sur les différentes cartes. Nous avons seulement voulu montrer que les tracés à faire sur une carte gnomonique quand on naviguera au radiocompas, seront plus simples que ceux à faire sur n'importe quelle projection, quand on navigue au compas magnétique.

Nous allons voir d'ailleurs que, dans bien des cas, toute construction sera inutile avec le radiocompas car la navigation pourra consister à garder simplement le cap zéro pendant tout le voyage. Il faut pour cela que nous étudions la précision d'une navigation au radiocompas. Les erreurs qu'on peut faire sont de deux sortes : celles dues à l'inexactitude des mesures au radiocompas et celles dues à une mauvaise mesure de la dérive. Nous étudierons d'abord séparément les conséquences de ces deux erreurs, puis nous examinerons ce qui se passe quand elles s'ajoutent.

Supposons d'abord qu'un avion A naviguant au radiocompas sur

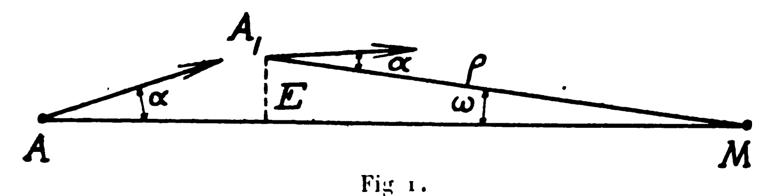


Fig 1.

un émetteur M; ce radiocompas lui donne sur la direction de M une erreur constante α. Pour déterminer la courbe suivie par l'avion, soient A_1 sa position au temps t, $\rho = A_1M$ et $\omega = AMA_1$ les coordonnées polaires de A_1, V la vitesse de l'avion dans l'air. Il est facile de voir que nous avons

$$\frac{d\rho}{dt} = -V\cos\alpha, \qquad \frac{d\omega}{dt} = \frac{V\sin\alpha}{\rho}.$$

En éliminant dt entre ces équations, et en intégrant, on trouve

$$\rho = ae^{-\frac{\omega}{\operatorname{tg}\alpha}}$$

où a est la distance AM à parcourir.

Cette équation est celle d'une spirale logarithmique. Théoriquement, l'avion tourne indéfiniment autour du point M en s'en

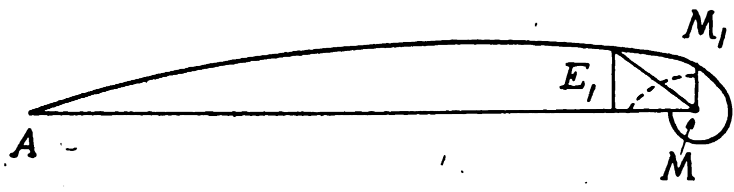


Fig. 2.

rapprochant toujours sans jamais l'atteindre (fig. 2). Pratiquement, il arrivera en M_1, à une distance de M qui est $\rho_1 = ae^{-\frac{\pi}{2\operatorname{tg}\alpha}}$. Si nous supposons une erreur de 20° dans le fonctionnement du radiocompas, ce qui est considérable, et certainement très supérieur aux erreurs qu'on fera dans la pratique, nous obtenons

$$\rho_1 = 0{,}0138a.$$

C'est-à-dire que si le parcours est de 100 km, nous arriverons à 1,3 km de M et s'il est de 1 000 km, nous aboutirons à 13 km de notre point d'arrivée, ce qui est encore excellent. En continuant au delà de M_1, nous nous approcherons encore de M; et, si nous ne voyons pas le sol, nous nous apercevrons aux virages de plus en plus serrés que nous ferons, de la proximité du but. Nous verrions de même qu'une erreur de 10° nous amène à 1 km du but pour un parcours de 1 000 km et qu'une erreur de 5° nous en met à 18 m après le même trajet.

Ainsi, certitude d'arriver au but malgré les erreurs des instruments. Mais cette certitude ne suffit pas toujours. Il peut y avoir des cas où il serait dangereux de s'éloigner trop de la route correcte pour une raison ou une autre. Voyons donc quelle est la plus grande distance E_1 de notre route à la ligne droite.

La distance E d'un point quelconque de la courbe à AM est (fig. 1) :

$$E = \rho\sin\omega.$$

En calculant $\frac{dE}{dt}$ on trouve que le maximum de E est obtenu pour $\omega = \alpha$ c'est-à-dire que

$$E_1 = ae^{-\frac{\lg \alpha}{\alpha}} \sin \alpha.$$

En faisant le calcul, on trouve

pour $\alpha = 5°$ $E_1 = 0{,}0032a$ soit 3,2km à 1 000 km
$\alpha = 10°$ $E_1 = 0{,}0638a$ soit 63,8 —
$\alpha = 20°$ $E_1 = 0{,}133a$ soit 133 —

La même erreur, avec un compas, aurait amené l'avion, après une route de 1 000 km :

avec 5° d'erreur à 88 km du but,
avec 10° d'erreur à 177 km du but,
avec 20° d'erreur à 364 km du but.

Il peut être intéressant aussi de calculer le temps perdu du fait de l'erreur α. Il est facile de voir que, pour aller de A en M_1, l'avion mettra un temps T_1 qui est :

$$T_1 = \frac{a}{V \cos \alpha}\left(1 - e^{-\frac{2\lg \alpha}{\pi}}\right).$$

Par la ligne décrite il met un temps :

$$T_2 = \frac{a}{V}.$$

Le rapport des temps dans les deux cas est donc :

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{1}{\cos \alpha}\left[e^{-\frac{2\lg \alpha}{\pi}} - 1\right].$$

En faisant le calcul pour $\alpha = 5$, 10 et 20°, on trouve que pour

une erreur de 5° $\frac{T_1}{T_2} = 1{,}01$ le temps perdu est de 1 pour cent
— 10° $\frac{T_1}{T_2} = 1{,}02$ — 2 —
— 20° $\frac{T_1}{T_2} = 1{,}05$ — 5 —

L'autre cause d'erreur est la dérive due au vent. Ou bien on commet une erreur en la mesurant, ou bien le mauvais temps empêche cette mesure et on n'en peut tenir compte du tout. Nous allons examiner ce cas, qui est le plus défavorable.

Nous supposerons qu'un avion partant d'un point A maintient, grâce au radiocompas, son cap en permanence dans la direction de son point d'arrivée M (fig. 3. La vitesse propre de l'avion est V. Le

vent est constant en grandeur et direction; sa vitesse est v, il fait avec la direction MA un angle β.

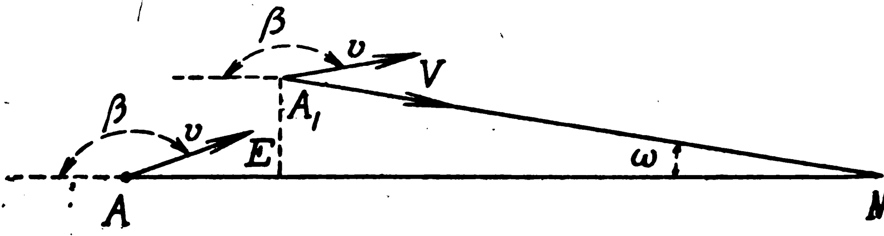


Fig. 3.

Les équations du mouvement s'écrivent :

$$\frac{d\rho}{dt} = v \cos(\beta - \omega) - V,$$

$$\rho \frac{d\omega}{dt} = v \sin(\beta - \omega).$$

En éliminant dt entre ces équations et en intégrant, on trouve :

$$\rho = a \frac{\sin \beta}{\operatorname{tg}^{\frac{V}{v}} \frac{\beta}{2}} \cdot \frac{\operatorname{tg}^{\frac{V}{v}} \left(\frac{\beta}{2} - \frac{\omega}{2} \right)}{\sin(\beta - \omega)}.$$

La courbe est celle de la fig. 4. On voit que, sans tenir compte

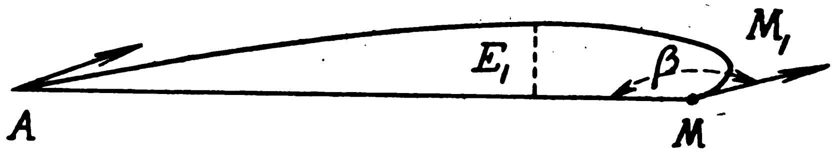


Fig. 4.

de sa dérive, l'avion arrivera exactement en M, et qu'il y arrivera face au vent, puisque la tangente à la courbe en M fait un angle β avec MA.

L'écart de la route est :

$$E = \rho \sin \omega.$$

en faisant $\frac{dE}{dt} = 0$, on trouve que son maximum E_1 a lieu pour :

$$\sin \omega = \frac{v}{V} \sin \beta.$$

Dans le cas défavorable où $\beta = \frac{\pi}{2}$, il a lieu pour :

$$\sin \omega = \frac{v}{V}.$$

Supposons que l'avion marche à 150 kmh et calculons les écarts maximums pour des vents de 15, 30 et 100 km à l'heure. Nous trouverons :

pour un vent de 15 kmh ou $\frac{v}{V} = \frac{1}{10}$ $E_1 = 0{,}043a$, soit 43 km sur 1000 km;

— 30 — $\frac{v}{V} = \frac{1}{5}$ $E_1 = 0{,}051a$, soit 51 km —

— 100 — $\frac{v}{V} = \frac{2}{3}$ $E_1 = 0{,}0517a$, soit 51,7 km —

Si le même avion naviguant au compas n'avait pas tenu compte de sa dérive, il aurait abouti dans le cas :

d'un vent de 15 kmh, à 100 km du but;
d'un vent de 30 kmh, à 200 km du but;
d'un vent de 100 kmh, à 666 km du but.

Il est intéressant aussi de comparer le temps que met notre avion muni du radiocompas pour arriver en M sans tenir compte de sa dérive, au temps que mettrait un autre avion qui aurait une dérive exacte et suivrait rigoureusement la ligne droite.

Dans le premier cas le temps est donné par :

$$T_1 = \rho_0 \frac{\sin \beta}{\operatorname{tg}^{\frac{V}{v}} \frac{\beta}{2}} \cdot \frac{1}{v} \int_0^{\beta} \frac{\operatorname{tg}^{\frac{V}{v}}\left(\frac{\beta}{2} - \frac{\omega}{2}\right) d\omega}{\sin^2 (\beta - \omega)}.$$

On trouve :

$$T_1 = a \left[\frac{\sin^2 \frac{\beta}{2}}{V + v} + \frac{\cos^2 \frac{\beta}{2}}{V - v} \right].$$

Dans le second cas, le temps est donné par :

$$T_2 = \frac{a}{V} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{V^2} \sin^2 \beta} - \frac{v}{V} \cos \beta}.$$

Prenons encore le cas le plus défavorable où $\beta = \frac{\pi}{2}$. Les formules se réduisant alors à :

$$T_1 = \frac{a}{V\left(1 - \frac{v^2}{V^2}\right)}, \qquad T_2 = \frac{a}{V\sqrt{1 - \frac{v^2}{V^2}}}$$

et

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{V^2}}}.$$

Pour un vent de	15 kmh	$\frac{T_1}{T_2} = 1,01$	l'écart est de	1 pour cent.
—	30 kmh	$\frac{T_1}{T_2} = 1,02$	—	2 —
—	100 kmh	$\frac{T_1}{T_2} = 1,34$	—	34 —

Ainsi le temps perdu ne devient sensible que quand le vent atteint des vitesses considérables et tout à fait exceptionnelles, qui d'ailleurs ne se maintiennent pas tout le temps d'un long parcours.

Resterait à étudier le cas où, le radiocompas donnant une erreur α, l'avion ne tient pas compte du vent et se laisse dériver. Si l'on veut traiter ce cas rigoureusement par le calcul, on arrive à des équations assez complexes et nous admettrons, pour simplifier, que l'écart maximum dans ce cas est égal à la somme des écarts dus aux deux erreurs.

Supposons donc un navigateur qui part avec un radiocompas et ne voit pas le sol. Les erreurs de mesure au radiocompas, dues aux masses métalliques de l'avion peuvent être considérées comme nulles, puisqu'elles sont faites sensiblement dans l'axe. Celles dues au radiocompas lui-même ne devront pas dépasser 2° s'il est bien établi. Enfin, restent les erreurs dues à certaines heures aux variations de direction du champ électromagnétique de l'émetteur [1]. Les déviations instantanées atteignent au maximum 20° environ, mais leur moyenne dépasse rarement 8°. Nous admettrons cette valeur comme erreur maxima de navigation due aux déviations du champ. L'erreur totale α sera donc au plus de l'ordre de 10°. Dans ces conditions, après 1.000 km, l'avion arrivera à 1 km du but, après s'être écarté à 63 km de la ligne droite et au bout d'un temps supérieur de 2 0/0 à celui qu'il aurait mis s'il avait voyagé en ligne droite.

Le navigateur qui entreprend un long voyage sans voir le sol ne part pas sans aucun renseignement sur le vent. Il en reçoit en cours de route par T. S. F. S'il fait un long parcours (1.000 km par exemple), il n'a pas d'un bout à l'autre un vent de côté de 100 km à l'heure, même dans les cas les plus défavorables. Nous admettrons qu'après avoir fait subir à son cap les corrections de dérive déduites des renseignement reçus, il est encore déporté comme s'il était

(1) Voir Mesny (*Onde Electrique*, 1922, p. 501).

soumis à un vent latéral moyen de 30 kmh. Nous resterons ainsi dans des limites vraisemblables.

Dans ces conditions, nous savons que le vent l'éloignera au plus à 50 km de sa route et qu'il arrivera au but après un retard de 2/100° sur le temps de parcours normal.

Si les deux causes d'erreur se cumulent (erreur de mesure, erreur de dérive), l'avion arrivera à 1 km de son terrain. Il s'éloignera en cours de route à 113 km de l'arc de grand cercle. Il mettra un temps égal à 104 0/0 de celui qu'il aurait mis s'il avait rigoureusement suivi l'arc de grand cercle.

Or, en navigation aérienne cet écart de la route n'a aucune importance dans la plupart des cas. Alors qu'un bateau ne saurait sans grand danger, et aussi sans un retard considérable, s'écarter à ce point de sa route, l'avion, qui n'a pas à craindre d'obstacle peut être dérivé sans inconvénient, pourvu qu'il ne perde pas trop de temps : or, nous avons vu qu'il en est bien ainsi : 4 0/0 du temps de parcours représente un retard insignifiant. Un danger pourrait cependant se présenter si une région de très hautes montagnes se trouvait à moins de 113 km d'un côté ou de l'autre de la route, ou bien si certaines régions, dangereuses en cas de pannes, ne devaient pas être survolées par l'avion. Mais alors une bonne organisation de la ligne prévoiera un poste supplémentaire dans la région où la navigation devra être précise : l'avion se dirigera d'abord sur lui; puis il repartira de là vers son but.

Nous concluerons donc qu'un avion naviguant au radiocompas, peut sans voir le sol effectuer en toute sécurité de longs parcours : il arrivera sûrement au but, et sans perdre beaucoup de temps.

Reste à voir comment devra être réalisé le radiocompas ; et là gît la difficulté. Il devra être précis à 2° près, nous venons de le voir. Aucune incertitude (90° ou 180°) ne devra subsister sur le cap. En effet, on nous dira qu'un navigateur s'aidant du compas ne fera pas une erreur de 90° sur sa route. C'est vrai tant qu'on est loin de l'émetteur, mais à partir des points M_1 des fig. 2 et 4, les caps n'ont plus aucun rapport avec la direction de la route et peuvent en différer de n'importe quel angle. Seul le radiocompas peut l'indiquer au navigateur. Ainsi, le radiocompas qui laissera subsister un doute de 90 ou 180° rendra certainement des services, mais ce ne sera pas un instrument de navigation suffisant à lui seul pour assurer l'arrivée au port. Il sera peut-être employé sous cette forme pour commencer, mais inévitablement, il faudra en arriver à lever le doute.

Autre genre de difficulté : il faudra avoir la certitude qu'aucun brouillage ne vienne troubler l'indication de l'instrument, c'est-à-dire que tous les radiophares utilisés devront avoir des caractéristiques différentes, caractéristiques telles qu'un radiocompas réglé sur l'un d'eux n'en reçoive aucun autre et ne puisse être brouillé par aucune autre transmission. On n'arrivera pas à ce résultat en discriminant les radiophares par leur longueur d'onde. Ils auront peut-être tous la même onde. Mais elle sera modulée à des fréquences différentes pour chacun d'eux, et chacun d'eux aussi émettra des signaux caractéristiques différents ; un dispositif sélecteur ajouté au récepteur ne laissera passer à volonté que l'un ou l'autre de ces signaux caractéristiques. Cela suppose une organisation internationale méthodique et il y a là encore une question nouvelle dont devra se saisir vraisemblablement la prochaine conférence internationale de radiotélégraphie.

Enfin, si les ondes émises sont déviées à certaines heures comme celles des grands postes actuels, le pilote sera sollicité de droite et de gauche, à chaque instant par des déviations de courte durée. Il en résultera une erreur moyenne dont nous avons tenu compte, mais ces va-et-vient perpétuels rendent la conduite de l'avion impossible. Il faudra donc recourir, dans la construction du radiocompas à un dispositif indicateur moyenneur, qui ne soit pas impressionné par les déviations de courte durée. On peut espérer éviter ces difficultés en choisissant convenablement l'onde des radiophares. Ce sera sans doute le meilleur remède à prendre contre cet inconvénient.

Ainsi le problème du radiocompas se révèle extrêmement complexe : ce n'est pas seulement un problème de radiogonométrie qui se pose, c'est aussi un problème de sélection électrique et de sélection mécanique, et ce ne sera pas trop de faire coopérer à son étude toutes les ressources de la technique radioélectrique pour le résoudre.

C'est pourquoi, nous nous sommes permis de venir ici poser cette question, persuadés que nous aurons fait œuvre utile si nous avons pu orienter les recherches de quelques-uns parmi les nombreux et éminents techniciens de la Société des Amis de la T. S. F. vers sa solution partielle ou totale, qui aura, nous en sommes convaincus, une influence considérable sur la navigation aérienne de l'avenir sur de longs parcours.

FRANCK.

APPLICATIONS NOUVELLES DES LAMPES A QUATRE ÉLECTRODES (1)

par B. DECAUX.

Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité.

SOMMAIRE. — L'auteur a étudié quelques montages nouveaux employant des lampes à deux grilles. La tension de plaque nécessaire est en général assez faible, et dans certains cas elle est fournie par les signaux eux-mêmes.

Divers appareils, où la lampe remplit plusieurs fonctions simultanées sont examinés.

Les montages à réaction par résistance de couplage, grâce à la résistance négative du circuit de grille intérieure, permettent des applications nombreuses : oscillateurs à décharge, multivibrateurs, amplificateurs-relais, etc.

D'autres appareils, en cours d'étude, sont signalés.

Les applications des lampes à quatre électrodes, utilisées couramment depuis quelques années seulement, se sont développées avec rapidité. Créées, à l'origine, dans des buts bien déterminés, elles ont permis par la suite de réaliser des appareils très variés et intéressants (2).

Depuis plus de deux ans, sous la direction de M. Jouaust, nous avons entrepris, dans les laboratoires de la Radiotélégraphie Militaire, l'étude systématique des propriétés de ces tubes, et mis au point quelques appareils nouveaux les utilisant.

Réduction de la tension de plaque. — L'utilisation la plus simple des lampes à deux grilles consiste à les substituer aux triodes sur les amplificateurs normaux. La présence de la grille intérieure (grille de champ) permet d'abaisser notablement la tension anodique. On peut ainsi réduire le poids et l'encombrement des batteries, sans modifications des appareils, ce qui est précieux pour les récepteurs portatifs ou militaires. Citons comme exemple la réception de stations américaines sur cadre avec un amplificateur Z normal de la R. M. avec une batterie de plaque de 1 volt.

Les petites dimensions des batteries nécessaires à l'alimentation

---

(1) Communication faite à la S.A.T.S.F., le 4 février 1928.

(2) Nous en avons signalé un certain nombre dans l'*Onde Electrique*, **6**, janvier 1927, 1.

des bigrilles à faible consommation rendent facile l'introduction de ces batteries dans la boîte même de l'appareil. Nous avons réalisé dans ce sens des étages d'amplification en haute fréquence indépendants, entièrement renfermés, avec les batteries, dans des coffrets métalliques formant écran. On peut ainsi accoupler plusieurs étages successifs sans réactions gênantes.

La faible tension anodique nous a conduit à étudier des appareils dans lesquels cette tension est fournie par les signaux eux-mêmes. On peut ainsi réaliser un dispositif transformant en tops brefs des signaux ayant une certaine durée (1). La tension est appliquée aux

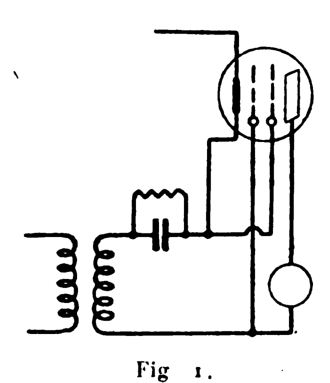


Fig 1.

anodes par l'intermédiaire d'un système résistance-capacité limitant la durée du phénomène (fig. 1).

La puissance mise en jeu, en oscillation, dans les lampes à deux grilles, est très faible ; on peut ainsi réduire considérablement les brouillages causés par le rayonnement des autodynes, hétérodynes ou récepteurs à superréaction. Cela permet le rapprochement des récepteurs.

Signalons, pour terminer cette revue des appareils à faible tension de plaque, la nouvelle lampe à deux grilles pour amplificateurs basse fréquence de puissance fabriquée par les Etablissements Grammont. Nous étudions des transformateurs spéciaux utilisant au mieux les propriétés fort intéressantes de ce tube.

Lampes à fonctions multiples. — La grille supplémentaire permet de faire remplir au tube plusieurs fonctions simultanées plus

---

(1) Cf. *Onde Electrique, loc. cit.*, p. 12

facilement qu'avec les triodes. L'amplification double en haute et basse fréquence (reflex) peut se réaliser surtout en utilisant la grille

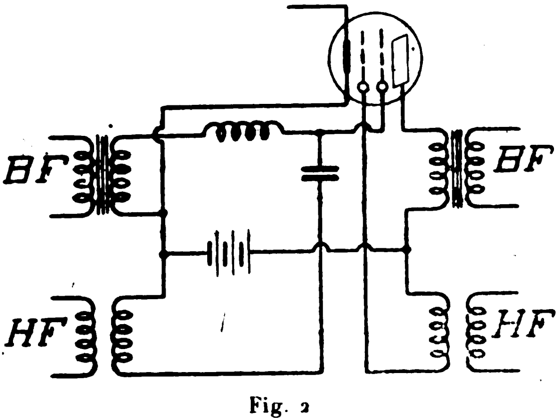


Fig. 2

intérieure comme une seconde plaque. Le montage de la figure 2, employant des circuits d'entrée en dérivation (avec bobine de choc) donne une stabilité intéressante.

L'entretien simultané d'oscillations de deux fréquences diffé-

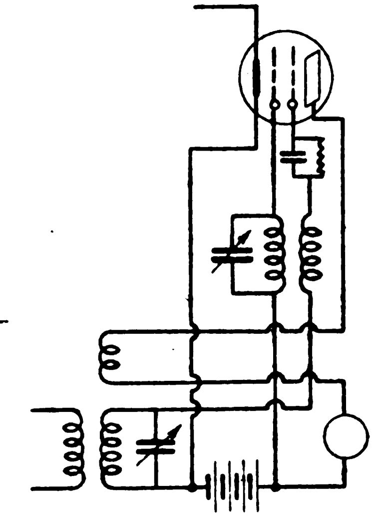


Fig. 3.

rentes est le but principal, actuellement, des tubes bigrilles, sous la forme du « radiomodulateur ». Nous avons étudié des montages du même genre n'exigeant qu'une tension de plaque réduite comme les

amplificateurs décrits plus haut. Si l'une des fréquences est musicale, on obtient un générateur d'ondes entretenues modulées. Il est possible également de monter une lampe détectrice autodyne profitant d'une réaction supplémentaire, sans perte de rendement par désaccord comme dans les montages normaux. La figure 3 montre un exemple de ces appareils. Nous avons pu ainsi réaliser un amplificateur haute fréquence pour ondes de 3.000 à 20.000 m à 4 lampes, comportant 3 étages d'amplification par transformateurs semi-résonnants, détection, hétérodyne et réaction. Cet ensemble donne sur cadre des résultats très satisfaisants comme sensibilité et syntonie.

Montages à réaction par résistance (ou impédance) de couplage. — Si l'on fait le retour aux batteries des deux circuits de grilles par

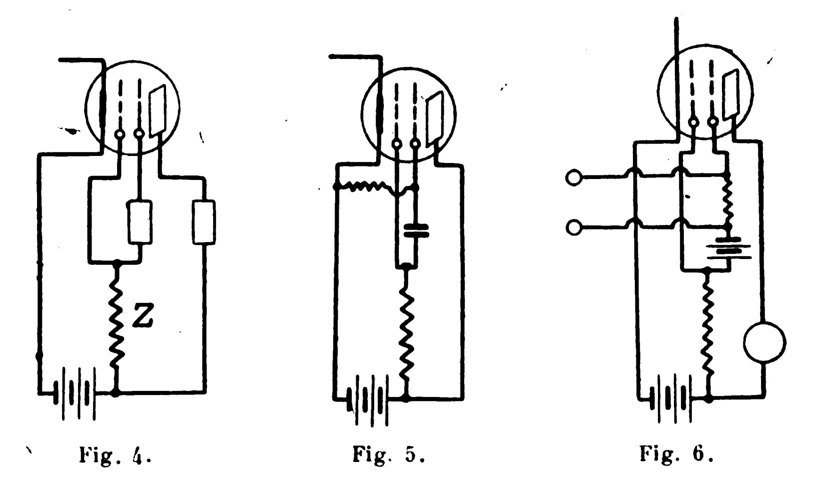


Fig. 4. Fig. 5. Fig. 6.

une résistance (ou impédance) commune Z, on constitue un couplage entre ces deux circuits (fig. 4).

Grâce au fait que la caractéristique de grille intérieure (par rapport à l'autre) est en sens inverse de celle d'une plaque, ce couplage (positif) peut produire de la réaction. D'autre part, le circuit de grille intérieure présente dans certaines conditions, une caractéristique de résistance négative. Ces propriétés permettent d'envisager des usages très spéciaux des tubes à 4 électrodes (dans lesquels le réglage se fait généralement par le chauffage).

Rappelons (1) que l'on peut par ce procédé entretenir des oscil-

(1) [illegible] *Onde Électrique* [illegible] p. 5

lations dans un circuit (impédance) sans couplage auxiliaire. Cela peut être intéressant par la suppression d'organes souvent encombrants et lourds.

Certains auteurs, en particulier Van Der Pol (2), ont signalé une curieuse application de ces circuits : la production d'oscillations de « relaxation », c'est-à-dire la décharge périodique d'un condensateur dans une résistance. Le phénomène est analogue à celui qui est produit par les tubes à néon ou les multivibrateurs. Les propriétés des lampes bigrilles permettent de tirer un parti intéressant de ces oscillations (fig. 5).

Nous les avons d'abord employées pour obtenir un « balayage » en fonction du temps dans un oscillographe cathodique. On atteint des fréquences plus élevées que dans les tubes à néon, avec des tensions bien moindres.

Dans le but de constituer un étalon de fréquences, nous avons utilisé le montage précédent comme multivibrateur. Si l'on

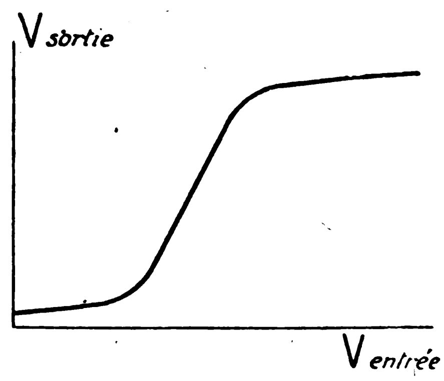


Fig. 7.

dispose entre la seconde grille et la plaque les circuits d'entretien d'un diapason, celui-ci, dans certaines conditions, impose sa période au système : on possède ainsi une source d'harmoniques d'une fréquence connue et constante. Ce dispositif semble devoir rendre des services dans les mesures précises de longueurs d'ondes.

Au lieu de faire synchroniser ce multivibrateur par une source de fréquence égale à la sienne, on peut utiliser dans ce but une source de fréquence multiple ou sous-multiple. Un diviseur de

(1) *Philosophical Magazine*, novembre 1926.

temps synchronisé par une pendule astronomique, réalisé par cette méthode, est en cours d'étude.

Si l'on règle des circuits à résistance de couplage en deçà de la limite d'entretien, on dispose d'un amplificateur à réaction que l'on peut rendre indépendant de la fréquence. Ce montage (décrit d'ailleurs dans le brevet allemand n° 442445 de Siemens et Halske et par divers auteurs) (fig. 6) peut avoir une grande sensibilité. Souvent l'amplification n'est pas constante en fonction de la valeur des signaux reçus. On a un fonctionnement analogue à celui d'un relais (fig. 7).

Un amplificateur-relais monté de cette manière, destiné au sondage par ultra-sons et à l'enregistrement, nous a donné, grâce à la lampe puissante Fotos, des résultats intéressants. Moyennant quelques modifications il est possible d'obtenir d'un circuit analogue un notable effet antiparasite par limitation.

Autres études en cours. — Nous étudions encore diverses autres applications de ces tubes. Nos buts principaux sont l'augmentation de la sensibilité, la simplification et la stabilisation des réglages, avec réduction de la tension de plaque.

En particulier, un récepteur à réaction pour ondes très courtes dans lequel l'accord est pratiquement indépendant de la réaction, et un récepteur à plusieurs étages pour ondes moyennes, avec commande unique et « reflex » stable, promettent des résultats intéressants.

B. Decaux.

QUELQUES MODES PARTICULIERS DE VIBRATION DES QUARTZ PIEZO-ELECTRIQUES

par R. JOUAUST,

Sous-directeur du Laboratoire Central d'Electricité.

SOMMAIRE. — Par une disposition convenable des électrodes d'un quartz piézo-électrique, il est possible de réaliser des déformations plus complexes (flexion, torsion) que celles réalisées jusqu'à ce jour. On peut obtenir des fréquences plus basses que celles fournies par les procédés utilisant uniquement les déformations transversales ou longitudinales.

Depuis la conférence de documentation que nous avons faite devant la Société des Amis de la T. S. F. (1) sur l'utilisation des quartz piézo-électriques comme étalons de fréquence, certains modes de vibration particuliers de ces cristaux ont été signalés par divers physiciens (2). Ces nouveaux modes de vibration sont susceptibles d'élargir le champ d'emploi du quartz dans les mesures radioélectriques. Aussi, avons-nous cru nécessaire, comme com-

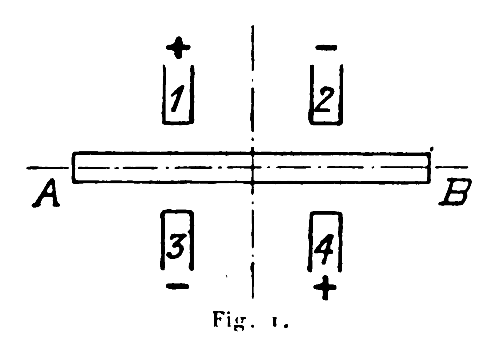


Fig. 1.

plément à notre conférence, de donner quelques indications à ce sujet.

Considérons une lame de quartz découpée comme l'indique la fig. 1, l'axe des x étant l'axe électrique, et l'axe optique étant nor-

(1) Voir *O. E.*, **6**, novembre 1927, 513-532 et décembre 1927, 580-588.

(2) Giebe et Scheibe, *Jahrb. der drahl. Tel. und Tel.*, **30**, juillet 1927, 32 et Harrison, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, décembre 1927, 1040.

mal au plan de la figure. Si nous disposons de part et d'autre quatre électrodes disposées comme l'indique la figure et ayant à un instant donné les polarités marquées, on voit qu'à cet instant la partie supérieure de la section droite de la lame normale au plan de la figure est traversée par des lignes de force électrique ayant pour effet de provoquer une contraction du quartz dans le sens de l'axe électrique, la partie inférieure au contraire tendra pour la même raison à se dilater. Il en résultera une flexion de la lame de quartz autour de la ligne médiane AB comme fibre neutre, le quartz tendant à prendre la forme indiquée en pointillé dans la figure 2.

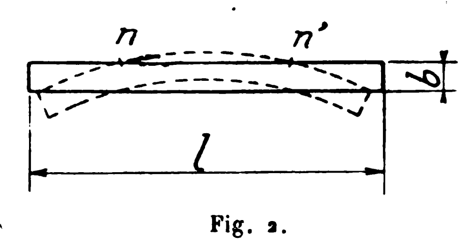


Fig. 2.

Les deux points n et n' sont à une distance des extrémités égale à 0,22 l, l étant la longueur de la lame. Si les différences de potentiel appliquées sont alternatives, la lame s'infléchit successivement dans un sens et dans l'autre, et ces déformations atteignent leur maximum si la fréquence des oscillations du champ alternatif est égale à celle des oscillations mécaniques du quartz pour le mode de déformation envisagé.

La fréquence des vibrations propres de flexion d'une semblable lame est donnée par la relation

$$f = \frac{b}{4\pi\sqrt{3}\,l^2}\sqrt{\frac{E}{d}} \times (1{,}5\pi)^2$$

où b est l'épaisseur de la lame, l sa longueur, E le module d'Young de la substance qui la compose et d sa densité. A côté de cette vibration fondamentale la lame peut vibrer suivant des fréquences plus élevées qu'on peut approximativement calculer par la relation

$$f = \frac{m^2 b}{4\pi\sqrt{3}\,l^2}\sqrt{\frac{E}{d}}$$

avec $m = (K + 1/2)\pi$, K étant égal à 1,2, 3, etc.

Approximativement la longueur d'onde de la vibration fondamentale de flexion d'une lame de quartz peut se calculer par la formule (Harrison)

$$\lambda = 518 \frac{l^2}{b}$$

λ étant exprimé en mètres, l et b en centimètres. Pour des barres courtes, Harrison a trouvé expérimentalement la relation

$$\lambda = 518 \frac{l^{1,7}}{b^{0,75}}$$

qui diffère peu de la fréquence théorique.

On peut en utilisant les oscillations de flexion, réaliser des fréquences beaucoup plus basses qu'en utilisant comme on l'a fait jusqu'ici les oscillations longitudinales. Ainsi, d'après Giebe et Scheibe, une lame de quartz ayant 5 cm de longueur dans la direction de l'axe électrique, 0,5 cm dans le sens de l'axe optique et

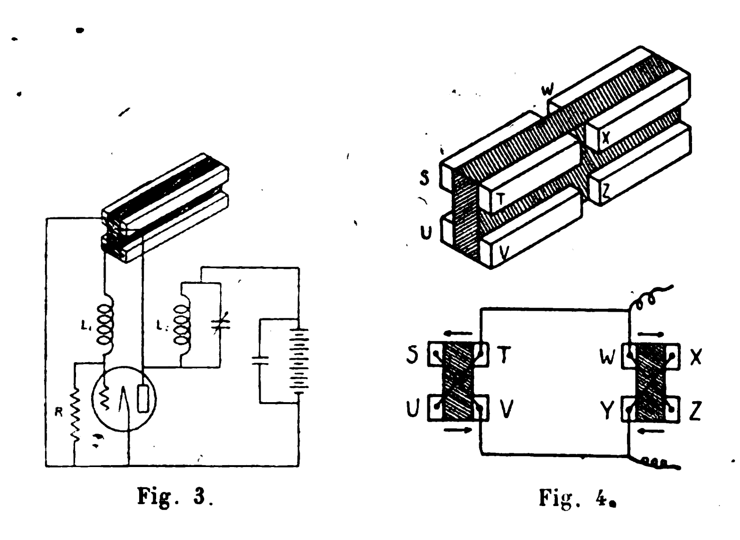


Fig. 3. Fig. 4.

1,5 cm dans le sens du troisième axe fournit en vibrations longitudinales des oscillations d'une fréquence fondamentale de 54 350 p : s. Avec ce barreau, ils ont pu observer jusqu'à la neuvième harmonique de fréquence 487 200 p : s. Au contraire, par obtention des oscillations de flexion, la fréquence fondamentale serait de 3 372 p : s. En réalité, les auteurs n'ont pu observer ni cette fréquence fondamentale, ni même les trois premières harmoniques, mais ils ont pu pousser leurs observations depuis la quatrième harmonique ($f = 43\,000$ p : s) jusqu'à la vingt et unième ($f = 470\,200$ p : s). (Nous employons pour désigner les fréquences successives d'oscillations le terme d'harmonique,

quoique, comme nous l'avons dit déjà, cette expression ne convienne plus du tout dans le cas actuel, les fréquences supérieures n'étant plus des multiples simples de la fréquence la plus basse).

Dans un autre cas, Giebe et Scheibe ont réussi à observer une fréquence fondamenatle de 2 600 p : s. Harrison qui arrive à des conclusions identiques donne un certain nombre de renseignements sur les montages qu'il a utilisés pour obtenir diverses espèces d'oscillations. La figure 3 représente l'un des montages employés par Harrison pour réaliser un oscillateur piézo-électrique utilisant les vibrations de flexion. Dans ce cas, les déformations de la lame ont lieu suivant la forme indiquée fig. 2 et en recouvrant la plaque de poudre de lycopode, on peut mettre en évidence l'existence des deux nœuds n et n'. En utilisant la disposition des électrodes de la figure 4, Harrison a obtenu des oscillations d'ordre supérieur.

(La partie inférieure de la figure dans laquelle le quartz est sup-

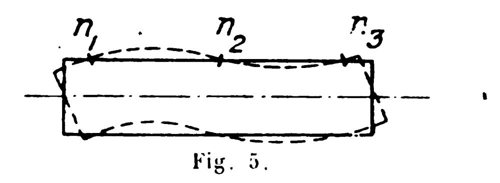


Fig. 5.

posé coupé en deux parties, indique le mode de connexion des huit électrodes). Avec ce montage, les oscillations correspondent aux déformations représentées fig. 5. L'un des nœuds n_2 est au milieu du barreau, les deux autres sont à une distance des extrémités égale à 0,12l, l étant la longueur du barreau. Pour obtenir des fréquences plus élevées, Harrison utilisait un plus grand nombre d'électrodes.

En superposant les électrodes 1 et 2,3 et 4 au lieu de les mettre côte à côte comme dans la figure 1, Giebe et Scheibe ont obtenu des oscillations de torsion. Pour le barreau étudié par eux, la plus basse fréquence obtenuè dans ces conditions était de 31 020 p : s.

Signalons, pour terminer, qu'Harrison a pu mettre en évidence pour les oscillations de flexion, les phénomènes de luminescence identiques à ceux utilisés par Giebe et Scheibe pour la réalisation des étalons de fréquence de la Reichanstalt. Dans certains cas, ces phénomènes de luminescence présentent des apparences particulières assez difficiles à expliquer.

R. Jouaust.

L'Editeur-Gérant : Etienne Chiron.

OBSERVATIONS ET TRAVAUX RÉCENTS SUR LA PROPAGATION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Par R. MESNY

Chef du Laboratoire National de Radioélectricité.

SOMMAIRE. — L'auteur passe en revue les travaux effectués depuis deux ans sur la question de la propagation : importance des phénomènes d'absorption, discussion sur la nature des ions efficients et sur le mécanisme de leur formation, expériences de laboratoire au sujet de l'influence de ces derniers sur les constantes électriques des gaz, influence de l'activité solaire et de la température. Il groupe ensuite les observations qui s'accordent avec les théories émises et celles qui paraissent en opposition avec elles. Le champ des recherches s'élargit, mais en même temps se précisent les points sur lesquels il y a lieu de concentrer l'attention.

Nous nous proposons ici de passer en revue les observations et les théories nouvelles sur la propagation des ondes courtes. A vrai dire il n'a pas été proposé d'explications d'ensemble entièrement neuves, les idées d'**Eccles** reprises par **Larmor** et complétées par **Appleton** et par **Nichols** et **Schelleng** se trouvent encore à la base des théories, mais leurs conséquences ont subi des modifications assez profondes, certains détails ont été discutés et serrés de plus près par différents auteurs; les résultats des calculs de ces derniers permettent d'examiner les phénomènes sous une lumière plus complète et de porter sur les hypothèses du début un jugement plus sûr. Hâtons-nous de dire que la concordance entre les faits et les théories est loin d'être encore satisfaisante; mais ce travail spéculatif n'en est pas moins d'une grande utilité car, même s'il conduit à des contradictions, il montre quels sont les points douteux et ceux qui sont à rejeter définitivement; aux appréciations qualitatives, il substitue la recherche quantitative.

Le présent article constitue la suite d'un exposé que nous avons publié en 1926 (**27**, **28**). Nous allons examiner tout d'abord les vues théoriques nouvelles puis, en décrivant succinctement les expériences effectuées, nous ferons ressortir ceux de leurs résultats qui s'accordent avec les théories et ceux qui paraissent en contradiction avec elles.

Théorie d'Eckersley.

Récemment, dans une étude assez détaillée (**13**), **Eckersley** a apporté quelques vues nouvelles. Il a fait remarquer que la durée des libres parcours des ions ou, ce qui revient au même, la fréquence de leurs chocs devait jouer un rôle encore plus important que celui qui leur était généralement attribué. A la suite d'expériences nombreuses et soignées, il estime que l'intensité de la réception ne s'annule jamais complètement dans les zones de silence, contrairement à ce qui a été dit par plusieurs autres observateurs, **Taylor** en particulier.

La théorie de **Taylor,** qui explique les zones de silence par l'incurvation insuffisante des rayons dont la distance zénithale est faible, serait donc inopérante, car d'après elle ces derniers rayons seraient complètement perdus pour la terre. **Eckersley** pense que l'ionisation augmente suffisamment avec la hauteur pour que tous les rayons soient toujours rabattus; mais en calculant l'absorption qu'ils subissent; il s'aperçoit que celle-ci augmente quand la distance zénithale diminue et il met les zones de silence sur le compte de cette absorption; il est alors naturel que l'intensité ne s'annule jamais complètement et que les limites des zones ne soient pas tranchées. **Appleton** et **Barnett** ont présenté des considérations du même genre (**1**).

Il étudie ensuite la différence entre les propagations diurne et nocturne. D'après ses expériences, l'absorption considérable des ondes voisines de 200 mètres généralement admise comme un résultat d'observation, n'existerait que de jour; de nuit il n'y aurait pas de solution de continuité dans la région de 200 mètres. En rappelant des résultats obtenus dans un travail déjà ancien (**14**), il estime que les hauteurs moyennes des couches ionisées efficientes sont de 55 km le jour et de 80 km la nuit; à ces hauteurs les fréquences φ des chocs seraient d'après lui d'environ 10^7 et 10^5.

Or, il y a lieu de remarquer pense-t-il, que l'on doit considérer deux régimes différents d'absorption suivant que les ondes sont longues ou courtes. On sait, en effet, que l'ionisation de l'atmosphère diminue sa constante diélectrique qui passe de 1 à :

$$\varepsilon = 1 - \frac{e^2\lambda^2}{\pi m} N. \tag{1}$$

N étant le nombre d'ions par centimètre cube, e et m la charge et la masse d'un ion. Si λ n'est pas trop grand, ε reste positif et les ondes

se propagent dans le milieu ionisé en se courbant vers la terre. Leur absorption est de la forme :

$$\frac{dw}{w} = K \frac{e^2\lambda^2}{\pi mc} N.\varphi. \quad (2)$$

K étant un coefficient inférieur à 1 et c la vitesse de la lumière.

Mais avec de grandes ondes, ε devient négatif, le milieu leur devient impénétrable et c'est sa conductivité qu'il faut prendre en considération. Le cas a été examiné par **Watson** (45) qui a étudié la propagation autour de la terre en supposant celle-ci entourée d'une couche conductrice; en tenant compte de ce que cette conductivité est due à l'ionisation, on trouve que l'absorption doit être cette fois proportionnelle à $(\lambda N)^{-\frac{1}{2}}$

Le régime d'absorption des ondes courtes correspondrait donc à des pertes d'énergie proportionnelles à $\lambda^2 N$, celui des ondes longues à des pertes proportionnelles à $(\lambda N)^{-\frac{1}{2}}$. D'après les calculs d'**Eckersley,** la fréquence de l'onde placée à la borne de passage de l'un à l'autre régime serait proportionnelle à φ ; égale à $1{,}5.10^6$(λ = 200 m) pour les conditions de jour ($\varphi = 10^7$) elle vaudrait $1{,}5.10^4$(λ = 20.000 m) pour les conditions de nuit ($\varphi = 10^5$).

De jour, il y aurait donc un régime d'ondes courtes en-dessous de 200 mètres et d'ondes longues au-dessus; de nuit le régime des ondes courtes s'étendrait jusqu'à 20.000 mètres. Ainsi se trouveraient justifiées les différences de propagation de jour et de nuit des ondes de toute grandeur; la nuit l'absorption augmenterait toujours avec la longueur d'onde, le jour elle augmenterait jusqu'à 200 mètres pour décroître ensuite jusqu'aux ondes les plus longues.

Cette conception est assez séduisante, et mérite d'être mise à l'épreuve des observations et des mesures; mais actuellement on ne doit pas oublier que ses conséquences se trouvent, sur quelques points, en contradiction, avec les opinions d'autres auteurs sur les faits constatés eux-mêmes. *Il y a donc là des sujets précis d'expériences que les observateurs bénévoles devraient choisir comme but de leurs efforts au milieu du chaos de toutes les observations possibles.*

Les remarques que nous avons faites plus haut sur le caractère relatif des zones de silence se trouvent confirmées par des expériences de la Marine Française en Méditerranée et par celles de **Staut** au Sénégal. Ce dernier a installé de nombreuses stations fai-

sant un service courant à des distances variant entre 50 et 1.000 km avec des ondes de 30 à 50 mètres; quoique la puissance utilisée ne soit que de quelques dizaines de watts, aucune zone de silence n'a été constatée.

Théorie de Lassen.

Comme tous ses devanciers, **Lassen** (**22**) explique les phénomènes de propagation par la réfraction ionique; il trouve quelques différences de détail parce qu'il se donne des variations de l'ionisation avec la hauteur une loi mathématique un peu différente, mais dans l'ordre actuel de précision de ces questions, les résultats sont en général équivalents.

Où il introduit quelque chose de nouveau, c'est surtout dans les conséquences qu'il tire de ses calculs et des observations générales sur la constitution de la haute atmosphère et sur la nature des ions actifs.

Dans son étude, il commence par exprimer l'opinion que l'ionisation produite par les rayons cathodiques ne doit pas avoir une influence sensible sur la propagation des ondes, car cette ionisation est très variable dans le temps et limitée aux hautes altitudes comme le prouvent les aurores polaires; il pense que les rayons ultra-violets sont seuls en cause et calcule, d'après leur absorption, la densité d'ionisation qu'ils sont susceptibles de produire aux diverses altitudes.

Il reproduit d'abord un tableau de la pression et de la composition de l'atmosphère en fonction de l'altitude d'après Wegener; à 80 km d'altitude il y aurait 21 % d'Az^2, 1 % d'O^2, 74 % d'H^2 et 4 % d'He; au-dessus de 100 km il ne resterait plus que de l'hydrogène avec de faibles traces d'hélium. Ces valeurs numériques sont basées sur les déterminations des proportions de ces divers gaz près du sol, l'hydrogène y comptant pour $3,3.10^{-3}$ %; mais Jeans a trouvé pour ce dernier rapport un nombre beaucoup plus faible $3,3 10^{-5}$ % qui modifie complètement la distribution des pressions aux grandes altitudes.

En utilisant les valeurs du coefficient d'absorption données par Lenard et Ramsauer il détermine la distribution de l'ionisation et trouve que celle-ci serait, dans tous les cas, limitée dans les conditions moyennes à une couche comprise entre 100 et 130 km environ.

Après avoir calculé les trajectoires des rayons électromagné-

tiques, il se préoccupe aussi de leur absorption qui dépend, comme nous l'avons dit, du nombre des chocs des ions sur les molécules. Or les données de **Wegener** le conduisent à une fréquence φ des chocs égale à 10^5, fréquence qui ferait tomber l'énergie d'un rayon de fréquence $1{,}5.10^7$ ($\lambda = 20$ m) de 1 à 1/e en 40 km, ce qui est inadmissible; avec les données de Jeans la fréquence φ ne serait que de 10^3 et la même perte d'énergie ne se produirait plus qu'en 2.000 km. Ce serait donc la proportion d'hydrogène indiquée par ce dernier auteur qu'il y aurait lieu d'admettre pour établir la constitution de la haute atmosphère.

En rapprochant les résultats de **Lassen** et d'**Eckersley** sur cette même question, on peut s'étonner de voir ces deux auteurs admettre ou repousser la même fréquence φ des chocs (10^5) comme compatible ou incompatible avec les résultats de l'observation. Ceci provient de ce que le premier de ces auteurs se préoccupe uniquement dans son calcul de l'absorption d'une onde plane dans un milieu homogène où φ aurait partout la valeur considérée, tandis que le second a fait un calcul approximatif de l'absorption le long des trajectoires, qui s'enfoncent plus ou moins dans le milieu ionisé, mais ne font en somme qu'un parcours assez réduit dans la région où l'ionisation est sensible. Nous avons vu d'ailleurs qu'Eckersley trouve aussi une très forte absorption pour les rayons à faible distance zénithale qui atteignent les couches d'ionisation maxima, et que c'est justement ainsi qu'il explique les zones de silence.

En admettant les valeurs numériques servant de base à ces différents calculs, et dans le cas d'un parcours simple comportant un seul passage dans la couche ionisée c'est incontestablement lui qui a raison. Cependant, il reste encore un point obscur dans cet ensemble de raisonnements : pour la plupart des auteurs la réfraction subie dans la couche de **Kennelly-Heaviside** est toujours assimilable à une réflexion sur une surface assez élevée; dans ces conditions, un rayon qui part du sol pour y revenir après réfraction ne va pas très loin; s'il part tangentiellement, il revient au sol à 2.000 km environ du point d'émission, si au départ il fait avec le sol un angle de 10°, il redescend au bout de 800 km seulement. De nombreuses réflexions successives sont alors nécessaires pour atteindre les portées courantes de dix à quinze mille kilomètres; alors le chemin total parcouru dans le milieu ionisé devient fort important et les considérations de **Lassen** reprennent du poids. En considérant l'ensemble de son travail, elles en ont d'autant plus qu'avec la loi de variation qu'il admet pour l'ionisation, la réfraction n'est

plus toujours assimilable à la réflexion dont nous venons de parler; le parcours des rayons dans la couche ionisée s'allonge beaucoup quand, la distance zénithale diminuant, ceux-ci se rapprochent de la limite au delà de laquelle tous les rayons sont perdus (fig. 1).

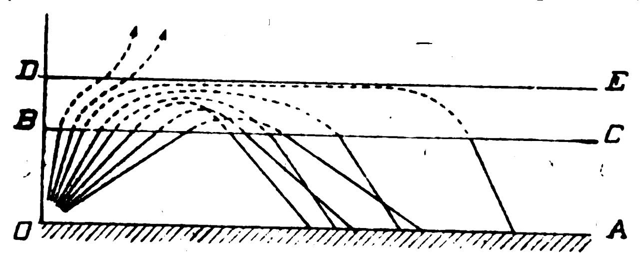


Fig. 1. — Trajectoires des rayons d'après Lassen ; BC limite inférieure de la couche active, DE niveau d'ionisation maxima.

Il ne paraît pas possible, actuellement, de faire pencher la balance d'un côté ou de l'autre; mais on peut en profiter pour remarquer combien les hypothèses prises comme point de départ (ici les lois de variation de l'ionisation) ont une influence profonde sur la nature même des résultats.

Admettant la thèse de **Lassen**, en ce qui concerne l'absorption on en tire une autre conséquence théorique importante. Les valeurs qu'il utilise pour la fréquence des chocs, sont celles des chocs des molécules d'hydrogène; elles ne sont valables dans le sujet qui nous intéresse qu'à condition que les porteurs de charge soient justement des molécules. Si l'on avait affaire à des électrons libres il faudrait prendre pour φ des nombres 10 fois plus grands et l'absorption deviendrait encore inadmissible, même avec les données de Jeans. *Ces considérations conduisent* **Lassen** *à admettre que les ions actifs sont des ions d'hydrogène et non des électrons libres.*

Il est facile de voir que les phénomènes d'incurvation des rayons peuvent s'expliquer avec l'une ou l'autre des hypothèses. Les formules (1) et (2) contiennent, en effet, le rapport $\frac{\mathrm{N}}{m}$ et il revient au même de prendre 2.10^5 électrons par centimètre cube, ou 4.10^8 ions d'hydrogène; φ ne s'introduit que dans la formule de l'absorption de telle sorte que la fréquence des chocs n'a d'influence que sur ce phénomène, au moins dans les limites qui nous occupent actuellement [1].

---

(1) Cela n'est vrai que dans certaines limites, car pour établir toutes ces formules, il faut supposer que la fréquence des ondes envisagées est au moins de l'ordre de la fréquence des chocs.

Nous verrons plus loin, en parlant du mécanisme de l'ionisation (p. 145), que l'on peut élever des objections d'une autre nature aux conclusions de **Lassen** sur les ions d'hydrogène.

Remarque de Nagaoka.

Sans étudier le problème de la propagation dans tous ses détails, **Nagaoka** a signalé un phénomène susceptible de jouer un rôle important dans l'absorption de l'énergie (**32**). Jusqu'ici les différents auteurs s'étaient uniquement préoccupés de l'action du champ des ondes sur des ions entièrement libres, considérés comme complètement isolés dans un espace inactif et dénués de période d'oscillation propre, sauf cependant dans le cas où l'on tenait compte du champ magnétique terrestre.

Nagaoka se préoccupe des électrons en voie de recombinaison qui, après s'être approchés suffisamment d'un centre positif, sont soumis à l'attraction de ce dernier et décrivent autour de lui une spirale jusqu'au moment où ils reprennent leur place dans la molécule. En assimilant quelques révolutions de cette spirale à des parcours sur un cercle de rayon r, on peut envisager l'existence de vibrations rectilignes du noyau positif, normalement au plan de l'orbite. En désignant par ξ le déplacement suivant cette direction et en négligeant l'amortissement, le mouvement satisfait à la relation :

$$m \frac{d^2\xi}{dt^2} = -\frac{e^2}{r^3}\xi,$$

qui conduit à une période de vibration correspondant à une longueur d'onde

$$\lambda = 2\pi \frac{c\sqrt{m}\, r^{\frac{3}{2}}}{e} \qquad \text{U. E. S.}$$

m étant la masse du noyau et c la vitesse de la lumière.

En prenant $r = 2\mu$, ce qui correspond au tiers environ de la moyenne distance des molécules de l'atmosphère à l'altitude de quelque 100 km (1/100 de millimètre de mercure), on trouve que λ est de 20 mètres pour une molécule d'hydrogène, de 82 mètres pour une molécule d'oxygène. Avec des noyaux constitués d'un agglomérat de plusieurs molécules on aurait toute une série d'autres longueurs d'onde du même ordre; en faisant varier r on peut passer par toute la gamme des ondes dites courtes.

La vraisemblance d'orbites quasi stationnaires est d'ailleurs justifiée par la connaissance de telles orbites pour l'hydrogène, orbites dont le rayon serait voisin de 0,1 micron. L'existence de résonateurs dans la haute atmosphère jouerait évidemment un rôle important dans la propagation.

Travaux de Pedersen.

Pedersen a publié récemment un volume de 250 pages sur la théorie de la propagation des ondes (**34**). Il a repris la question à son début et l'a étudiée dans le plus grand détail en effectuant tous les calculs numériques auxquels elle conduit et en en discutant avec ampleur tous les points; il a construit de très nombreux graphiques permettant de lire directement les valeurs de tous les éléments dont la connaissance est indispensable à l'appréciation des théories : ionisation, constante diélectrique, conductivité, de l'atmosphère à toutes hauteurs, selon les différentes hypothèses. A la lumière de ces ensembles numériques il a discuté les conséquences avancées par ses devanciers comme résultats des expériences et des observations. Il est impossible de le suivre ici dans un travail aussi complet; nous nous bornerons à transcrire ses conclusions relatives à l'ionisation de l'atmosphère.

1. — L'ionisation de l'atmosphère, cause de la propagation normale des ondes est due principalement aux rayons ultra-violets du soleil.

2. — Les ions formés sont sujets à recombinaison et les constantes de cette recombinaison que l'on peut déduire des phénomènes connus sont admissibles.

3. — Les électrons libres sont aussi captés par les molécules d'eau et d'oxygène, mais pas par l'azote, l'hélium ou l'hydrogène.

4. — Le nombre des chocs par seconde subis par un électron à une altitude de 125 à 150 km doit être compris entre 2.10^3 et 4.10^3.

5. — L'altitude de la région où la densité électronique est maxima doit être comprise entre 120 et 200 km; cela résulte de l'observation des ondes courtes.

En admettant comme point de départ cette constitution de la haute atmosphère; il montre que tous les phénomènes observés en découlent naturellement. Malgré le travail considérable que représentent ces calculs et ces discussions, on ne peut cependant pas se considérer encore comme satisfait, car il est fait trop souvent appel

à la simple vraisemblance de telle ou telle hypothèse; mais il paraît vraiment difficile de faire mieux dans le moment et le très grand mérite de ce travail est d'avoir serré les phénomènes du plus près qu'il était possible et d'avoir en même temps fourni aux travailleurs un terrain bien déblayé.

Explication des évanouissements par les variations du champ magnétique terrestre.

Breit a indiqué une nouvelle cause possible des évanouissements (**6**). On sait que quand une onde est émise parallèlement à la direction du champ magnétique terrestre elle se décompose en deux ondes de vitesses différentes et polarisées circulairement l'une à droite, l'autre à gauche. Le champ en un point donné résulte de la composition des champs circulaires en ce point et la direction de ce champ résultant tourne à mesure que l'on avance dans la direction de la propagation. Breit a fait remarquer que si l'amplitude du champ magnétique terrestre venait à changer, les vitesses de propagation étant modifiées, la direction du champ en un point devait tourner; et le calcul montre que pour une onde qui a fait le double parcours du sol jusqu'à la couche réfléchissante, la rotation doit être de 90° pour un changement de 1/3800 seulement dans le champ magnétique.

Des changements de cette espèce sont tout à fait normaux; dans ces conditions on doit s'attendre à voir changer constamment l'orientation du champ par rapport à un collecteur donné, et par suite aussi l'intensité de la réception.

Ce cas de la propagation parallèle à la direction du champ est évidemment très particulier, il est pris seulement comme exemple pour traiter numériquement un problème fort complexe dans le cas général.

Observations en accord avec les théories.

Repassons maintenant en revue l'ensemble des faits observés pour voir comment ils cadrent avec les théories précédentes.

Evidemment les caractères généraux des observations sont en accord avec les théories puisque ce sont eux qui leur ont servi de base et c'est par leur moyen que l'on a déterminé les valeurs numériques relatives à l'ionisation par exemple. Mais il faut examiner de près quelques expériences précises.

Ce sont d'abord les expériences remarquables d'**Appleton, Barnett** et **Ratcliffe** qui leur ont permis d'obtenir des franges d'interférence entre l'onde directe et l'onde renvoyée par la couche ionisée ([1]).

Faites une première fois, voici près de deux ans, elles ont été reprises l'année dernière et leurs auteurs ont publié les enregistrements qu'ils ont alors obtenus (**2**). En même temps qu'ils leurs fournissaient la preuve de l'existence des deux ondes, directe et réfléchie, leurs résultats leur ont permis de calculer la hauteur de la couche réfléchissante; ils ont trouvé des valeurs de 90 à 120 km qui cadrent assez bien avec d'autres éléments d'appréciation (aurores polaires, variation du magnétisme, etc...).

D'autres expériences ont été faites par **Breit** et **Tuve** aux Etats-Unis (**7**). Un émetteur installé à Bellevue (N.K.F.) émettait des ondes modulées à 500 périodes. Au laboratoire du « Department of Terrestrial Magnetism » à 15 km de Bellevue on recevait les ondes émises et leurs échos possibles sur la couche ionisée; les signaux étaient reçus sur un oscillographe capable de suivre les fréquences acoustiques, et enregistrés. Les expériences furent faites avec des ondes de 71,3 et 41,7 mètres. Les oscillogrammes reproduits dans la relation des essais, montrèrent la présence d'échos. Tantôt les jambages successifs du tracé présentent un crochet unique, trace d'une réflexion simple, tantôt au contraire on voit jusqu'à 5 ou 6 crochets voisins se reproduisant régulièrement à chaque jambage. Naturellement tout avait été contrôlé à l'avance près de l'émetteur pour s'assurer que ces crochets ne provenaient pas de l'émission elle-même.

Les intervalles mesurés sur les oscillogrammes permirent de déterminer la durée et par conséquent la longueur du chemin parcouru par l'onde réfléchie. Ils trouvèrent pour hauteur de la couche réfléchissante des nombres compris entre 89 et 225 km.

Heising a effectué des expériences du même genre avec des ondes de 67 et de 111 mètres (**18**). L'émetteur était à Deal (New-Jersey) et le récepteur à Alberston (Long-Island) à 76 km de Deal; l'émission comportait des points très courts d'une durée de 1/1000 de seconde environ; on enregistrait les signaux reçus qui comportaient généralement deux crochets successifs, quelquefois d'avantage; parfois l'ensemble de plusieurs crochets se trouvait confondu dans une ligne irrégulière. La multiplicité des crochets corres-

(1) On trouve la description de ces expériences dans nos articles antérieurs signalés au début (**27, 28**).

pondait généralement à des périodes pendant lesquelles on constatait des évanouissements.

Ces phénomènes n'avaient guère lieu que la nuit, ils disparaissaient le jour, beaucoup plus près des heures de lever et de coucher du soleil pour l'onde de 111 mètres que pour celle de 67 mètres. Les hauteurs des couches réfléchissantes auxquelles ils parviennent sont comprises entre 240 et 622 km pour des observations faites au mois de mars 1926. Ces valeurs sont très différentes de celles indiquées par **Breit** et par **Appleton** et **Barnett,** mais il faut remarquer que les expériences d'**Appleton** et **Barnett** ont été faites avec des ondes de 400 mètres environ et que les nombres indiqués par **Taylor** (**42**) sont bien du même ordre que ceux de **Heising**.

En faisant des observations continues pendant la soirée **Heising** a pu mettre en évidence les variations de hauteur des couches à mesure que la nuit s'avance; le 1er mars 1926 par exemple, la hauteur passait de 240 à 360 km entre 16 h 50 et 22 h 30. Les périodes correspondant à un oscillogramme déterminé duraient dix minutes pendant lesquelles on constatait une ascension progressive; mais assez fréquemment on observait des abaissements très rapides d'une vingtaine de kilomètres en une ou deux minutes, un oscillogramme décela même un abaissement de 72 km en deux minutes, après lequel l'ascension lente recommença.

De semblables résultats paraissent fournir des renseignements sur la façon dont se produit l'ionisation; il y aurait comme des bouffées d'agents ionisant dans l'atmosphère de temps à autre.

Poursuivant ses études sur la nature du champ qui parvient à la surface de la terre après avoir été renvoyé par les hautes couches de l'atmosphère, **Appleton** a cherché avec **Ratcliffe** à mesurer la polarisation de ce champ (**3**). En employant un système de trois cadres récepteurs convenablement agencés et des émissions dont la fréquence variait périodiquement comme pour leurs expériences précédentes, ils ont trouvé que le champ de l'onde est polarisé elliptiquement, presque circulairement; le sens de rotation est à gauche. La théorie montre bien que l'influence du champ terrestre doit être tel, et les auteurs suggèrent que des expériences de même espèce devraient être faites dans l'hémisphère sud pour contrôler le sens de rotation, qui devrait alors être à droite.

Les observations de **Quäck** doivent encore être citées (**38**). Des communications commerciales sur 16 mètres organisées en octobre 1926 entre les Etats-Unis et l'Allemagne avec une puissance de

12 kW antenne, donnèrent lieu à des troubles étranges dans la réception; ceux-ci furent attribués aux ondes qui auraient contourné la terre par le plus grand chemin. Pour vérifier cette hypothèse, on installa deux antennes de réception dont l'une, unidirectionnelle, ne devait recevoir que les signaux normaux. Alors que les troubles constatés continuaient sur l'antenne sans propriétés directives, la réception fut parfaite sur la seconde. Afin d'obtenir une confirmation encore meilleure de l'hypothèse, on fit ensuite des émissions constituées par une série de points très brefs et on enregistra les signaux reçus. On reconnut alors, à la suite du tracé des points normaux, des signaux plus faibles accompagnant régulièrement les précédents; la distance entre ces signaux permit de calculer les durées des parcours. En supposant que la vitesse de propagation est celle de la lumière, on trouve que les rayons normaux et anormaux avaient dû voyager à une hauteur de 182 km environ au-dessus du sol. Sans attacher trop d'importance à la valeur absolue de ce nombre, son ordre de grandeur est une preuve certaine de la circulation des ondes tout autour de la terre. **Howe** fait remarquer que la durée du parcours pourrait être utilisée pour calculer le nombre N des ions, en utilisant les hauteurs mesurées des couches ionisées.

Ces expériences ont été poursuivies en 1927 avec les émissions dirigées effectuées à Buenos-Aires au moyen d'un réseau Marconi (**39**). Cette fois, on enregistra régulièrement, en plus du signal venu par le plus court chemin, deux autres signaux; l'espacement dans le temps, entre les signaux successifs, était exactement de 0·1375 ce qui correspond à des ondes qui auraient fait une fois, puis deux fois le tour de la terre. Dans les enregistrements, l'amplitude de chaque signal vaut à peu près le tiers ou le quart du précédent. Le phénomène présente le plus de netteté quand tout le grand cercle suivi par les ondes est éclairé, ce qui se produit évidemment deux fois au cours de l'année.

En ce qui concerne la vitesse de propagation des ondes *longues*, **Hasimoto** a obtenu quelques résultats (**17**) en utilisant les signaux provenant de Bordeaux (λ = 19.000 m) et de Saïgon (λ = 15.000) et observés à Tokio; il a trouvé 240.300 km/s pendant les longs jours de l'année et 269.100 km/s pendant les jours courts; ces valeurs relativement faibles n'ont pas encore été discutées.

Nous mentionnerons enfin les observations de **Rukop** (**40**), non pas qu'elles soient à proprement parler d'accord avec les théories.

mais parce qu'elles montrent l'influence considérable des milieux traversés et qu'elles font ressortir la rapidité des variations dont ces milieux sont le siège; cette rapidité paraît bien ne pouvoir s'accorder qu'avec des phénomènes dont l'origine se trouverait dans une action ionisante extérieure à la terre.

Pendant les expériences de téléphotographie faites entre Rome et Nauen (distance 1.100 km), on constata parfois qu'un trait parallèle à l'axe de translation du tambour récepteur se trouvait reproduit deux, trois et même quatre fois. L'explication de ce phénomène ne peut guère se trouver que dans l'arrivée au récepteur d'un nombre égal d'ondes différentes, dont les durées de propagation ne sont pas les mêmes. En mesurant sur le tambour l'écartement des différents traits il était facile de calculer les différences de ces durées et par suite celles des longueurs des chemins; elles atteignaient 2 à 300 km. Le fait que les divers traits restaient parallèles, montrait que le phénomène qui leur donnait naissance présentait une certaine stabilité.

Dans d'autres cas, on constata dans la reproduction d'un trait rectiligne de même direction que les précédents une déviation formant une petite bosse. Celle-ci indiquait un changement momentané de la longueur du chemin suivi par le rayon unique de transmission; ce changement atteignit 300 km et sa variation fut suffisamment rapide pour donner naissance à un effet Doppler, modifiant momentanément la fréquence d'un millier de périodes. Ainsi se trouvent justifiés ces changements de fréquence souvent signalés à la réception, même quand l'onde émise reste parfaitement stable.

Observations en désaccord avec les théories.

Voici maintenant un certain nombre d'observations qui ne rentrent pas dans le cadre des théories actuellement ébauchées.

D'après ces théories les rayons utiles pour la transmission seraient des rayons faisant avec le sol un angle d'autant plus faible que la longueur d'onde est plus courte. Que les rayons se perdent par réfraction insuffisante comme le pense **Taylor** ou qu'ils s'absorbent dans le milieu ionisant comme le veut **Eckersley**, les rayons de faible distance zénithale ne devraient pas revenir sur la terre ou ne devraient y revenir qu'en très faible proportion. Les bons résultats obtenus avec les antennes horizontales ne s'accordent déjà pas bien avec ces prévisions puisque leur rayonnement aux grandes

distances zénithales est très faible; mais les expériences de **Meissner** sont encore plus nettes à cet égard (**24**).

Ce dernier a fait de janvier à juin 1926 une série d'expériences dans lesquelles le système rayonnant était constitué par une antenne horizontale placée le long de la ligne focale d'un récepteur parabolique dont les génératrices étaient naturellement elles-mêmes horizontales et dont le plan diamétral faisait avec le sol un angle de 60 à 80°; il utilisait une onde de 20 mètres. Les expériences eurent lieu en émettant alternativement avec ce système et avec une antenne verticale unifilaire de trois quarts d'onde, rayonnant la même énergie; on écoutait à Buenos-Ayres. Les résultats obtenus avec l'antenne à réflecteur furent très supérieurs à ceux fournis par l'antenne verticale, les intensités de réception furent de 2 à 5 fois plus fortes. D'autres essais dans lesquels l'antenne horizontale était utilisée sans réflecteur ne montrèrent aucune supériorité de celle-ci sur l'antenne verticale. ce qui indique que la polarisation du champ rayonné n'est pas en cause.

Ces expériences ont été reprises en 1927 (**25**) avec une onde de de 11 mètres; le miroir parabolique était disposé de façon à ce que l'on puisse changer rapidement (en 4 minutes) l'inclinaison du faisceau sur la verticale. A la suite de nombreuses observations, on constata que la réception à Buenos-Ayres passait par deux maximums quand on faisait varier l'inclinaison du faisceau; l'un d'eux avait lieu pour une inclinaison sur le sol de 80° environ et l'autre pour une inclinaison de 40° environ; les signaux reçus pour des inclinaisons plus faibles ou voisines de 60° étaient beaucoup moins forts.

Le même observateur a cherché à mettre en évidence la zone d'absorption sélective à laquelle devrait donner lieu la résonance des oscillations circulaires que le champ magnétique terrestre impose aux ions de l'espace (**26**). On sait que la fréquence de ces oscillations est voisine de $1,5.10^6$ ($\lambda = 200$ m) si les ions sont des électrons libres, et la plupart des observateurs s'accordent à dire que les transmissions sont d'autant moins bonnes que l'onde employée est plus voisine de 200 mètres; les courbes de la figure 2 en font foi.

Meissner réalisa donc une série d'expériences systématiques avec des ondes variant entre 175 et 265 mètres. Ces ondes étaient rayonnées par une antenne horizontale de 100 mètres de longueur, placée à une hauteur de 50 mètres au-dessus du sol; l'émission sur chacune des ondes choisies durait un quart d'heure et des écoutes

étaient assurées à Prague (275 km), Kiel (290 km), Constance (610 km) et Leningrad (1.320 km). De l'ensemble des résultats on ne put déduire aucun argument en faveur de l'existence d'une fréquence critique.

Nous avons déjà signalé plus haut (p. 130) qu'**Eckersley** avait fait remarquer que la faible portée des ondes de 200 mètres était un phénomène uniquement diurne et qu'il rattachait leur atténuation marquée à la durée des libres parcours des ions; **Meissner** fait un raisonnement un peu différent, il met en cause les ondes d'espace

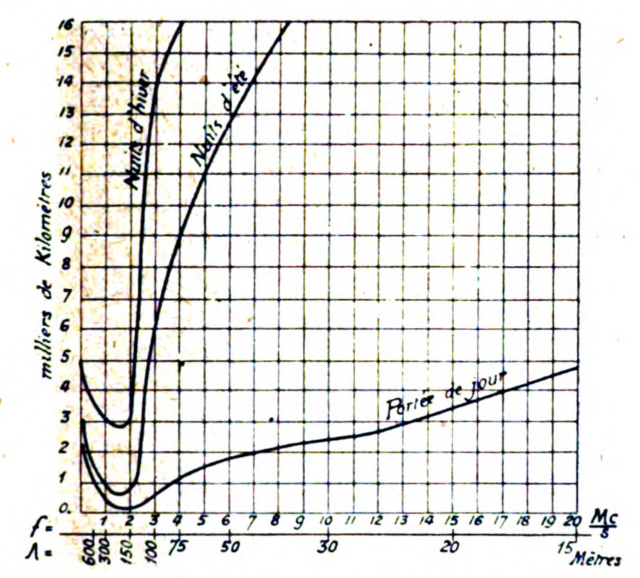


Fig. 2. — Portée des ondes courtes pour une puissance rayonnée de 5 kw.

qui seraient les seules pouvant se propager à grande distance pour les très hautes fréquences et les ondes de surface qui, toutes choses égales d'ailleurs, seraient susceptibles de transporter l'énergie électromagnétique à des distances d'autant plus grandes que la fréquence est faible. Il considère alors que la chute des branches de gauche des courbes de la figure 2 est provoquée par l'accroissement de l'absorption des ondes de surface quand la fréquence augmente et que la montée des branches de droite est la conséquence de l'influence croissante des ondes d'espace. Il estime d'ailleurs que les conditions requises pour l'absorption par résonance dont nous avons parlé plus haut ne pourraient être réalisées que de nuit et ses expériences ont eu lieu après le coucher du soleil.

Cette propagation de l'énergie électromagnétique aux grandes distances par ondes de surface a souvent été mise en avant par certains auteurs, mais il ne paraît pas qu'elle s'appuie sur aucune base solide. Les ondes de surface que **Sommerfeld** a mises en évidence pour un sol plan, ne donnent pas, pour la propagation autour d'une sphère, des valeurs numériques comparables à celles que fournit l'observation et nous avons montré (**29**) que la théorie récente de Kiebitz (**20**) ne saurait être admise ([1]).

Quoi qu'il en soit des explications proposées pour la forte atténuation des ondes voisines de 200 mètres et pour les périodes du jour où elle se produit, les expériences de Meissner montrent nettement l'absence d'une fréquence critique. Nous pensons cependant qu'elles ne prouvent pas l'inexistence de l'absorption sélective. On doit, en effet, remarquer que le chemin suivi par les ondes s'élève très haut dans l'atmosphère et que la valeur du champ terrestre est loin d'être constante sur tout leur parcours. Dans l'hypothèse d'un aimant central le champ terrestre décroîtrait avec l'altitude de $\frac{1}{2000}$ par kilomètre; mais les nombreuses mesures faites en hauteur donnent une décroissance beaucoup plus grande; les valeurs obtenues, très divergentes d'ailleurs, accusent en moyenne une diminution valant plusieurs fois le nombre ci-dessus. Il n'est pas absurde de supposer que le champ magnétique dans les hautes altitudes, voisines des courants de Schuster, soit très différent du champ à terre, auquel cas la zone d'absorption pourrait s'étendre sur une large bande de fréquence; elle ne saurait alors être mise en évidence que par des observations faites sur une gamme beaucoup plus étendue que celle adoptée par **Meissner**.

Signalons enfin des faits sur lesquels nous avons insisté plusieurs fois (**30**) et qui nous paraissent tout à fait inexplicables sans l'intervention de couches relativement basses de l'atmosphère. On sait que le champ électrique des ondes d'une longueur égale ou supérieure à 200 mètres est, de jour et près du sol, polarisé verticalement; les mesures radiogoniométriques en sont le plus sûr garant. De nuit cette polarisation est le plus souvent remplacée par une polarisation elliptique plus ou moins stable, mais il existe une différence extrêmement nette entre les ondes ayant cheminé sur terre et celles n'ayant cheminé que sur mer. Pour ces dernières la polarisa-

---

(1) L'article n° 29 contient une erreur de calcul qui se trouve corrigée dans la discussion du second article de Kiebitz (**21**).

tion rectiligne verticale persiste la nuit, au moins pour des distances inférieures à 200 km environ et pour des distances supérieures, elle subit des perturbations très inférieures à celles qui affectent les ondes qui ont survolé 30 à 40 km de terre seulement. Ces faits ont été remarqués par de nombreux observateurs et étudiés particulièrement par Smith-Rose au Radio Research Board (**41**).

Jusqu'ici on n'a prêté que peu d'attention à ces faits; cependant **Taylor** vient de signaler des observations faites par la Marine Américaine (**43**) sur les ondes courtes et qui paraissent bien aussi mettre en évidence l'influence des couches de la basse atmosphère; les ondes directes de certaines émissions à ondes courtes subiraient des modifications importantes quand on passe du jour à la nuit; leur portée varierait dans le rapport de 3 à 1 ou même davantage.

Mécanisme de l'ionisation de l'atmosphère.

Ainsi que nous l'avons rappelé au début de cette étude, les causes de l'ionisation de l'atmosphère peuvent être facilement trouvées dans le bombardement particulaire d'origine solaire et dans des radiations ultra-violettes, ces dernières donnant naissance aux différences caractéristiques qui existent entre les propagations de jour et de nuit. Mais les difficultés commencent si l'on cherche à pénétrer le mécanisme même de cette ionisation.

Les travaux récents sur l'ionisation des gaz montrent que le potentiel d'ionisation de l'azote est 16,9 volts, celui de l'oxygène et de l'hydrogène 16,1, et l'on sait que les longueurs d'onde maxima des radiations susceptibles de produire l'ionisation sont liées au potentiel V par la relation :

$$\lambda . V = 12.340$$

λ étant exprimé en Ångstroms et V en volts. L'ionisation des gaz de l'atmosphère ne pourrait donc être produite que par des radiations de longueurs 730 et 770 Ångstroms et il arrive que dans cette région du spectre solaire l'énergie rayonnée est de beaucoup trop faible pour produire le nombre d'ions requis par les théories de la propagation (10^5 par cm^3). **Pannecoek** a montré que toutes ces radiations seraient entièrement absorbées par l'hydrogène au-dessus de 700 km (**33**). Pour trouver une énergie suffisante il faudrait atteindre des longueurs d'onde de 1.350 à 1.400 Å. Or, on sait qu'il existe une couche d'ozone dans la haute atmosphère et **Chapman** a sug-

géré le processus d'ionisation suivant (**10**) : l'absorption par l'oxygène des radiations de 1.400 Å environ donne facilement naissance à des molécules d'ozone et, comme l'ont montré **Fabry** et **Buisson** (**15**), c'est cette ozone qui absorbe toutes les radiations ultra-violettes jusqu'à 3.000 Å c'est-à-dire 5 % de l'énergie totale que le soleil envoie sur la terre. En tenant compte que dans une colonne verticale d'air de 1 cm² de section, il existe environ 10^{19} molécules d'ozone et que le nombre d'ions requis dans une telle colonne est de 3.10^{13}, on voit qu'il suffirait que l'ionisation de l'ozone affecte seulement 3 molécules sur un million.

L'intérêt de cette hypothèse, si elle se trouve justifiée par la suite, proviendrait de la facilité et de la précision avec lesquelles on peut mesurer journellement les quantités d'ozone qui existent dans l'atmosphère et la hauteur à laquelle elles se trouvent. **Cabannes** et **Dufay** ont tout récemment mis au point les méthodes de mesure et déterminé leur précision; ils ont fixé à une hauteur de 45 à 50 km la position de la couche d'ozone (**9**). **Dobson** et **Harrisson** effectuent régulièrement des mesures du même genre (**11**).

Indépendamment de l'intérêt général que présente cette question de l'ozone, *il serait donc très désirable que les mesures ci-dessus se généralisent en vue de la comparaison de leurs résultats avec ceux des observations faites sur la propagation des ondes électromagnétiques.*

Influence de l'activité solaire.

L'activité solaire en augmentant dans des proportions importantes le bombardement corpusculaire de l'atmosphère terrestre doit, d'après les théories actuelles, avoir une influence sensible sur la propagation. Tant qu'on est resté dans le domaine des ondes longues ou moyennes, ces effets se sont perdus dans l'ensemble des perturbations auxquelles est soumise la transmission; sans ignorer l'influence probable du soleil, on n'avait pas l'esprit tourné vers cette question. Mais aujourd'hui que les ondes courtes ont fixé l'attention sur le rôle de la haute atmosphère on a examiné les observations de plus près et des effets très nets paraissent avoir été mis en évidence par les travaux de **Pickard** (**35, 36, 37**). **Appleton** a mentionné qu'il avait obtenu des résultats du même genre (**1**), **Austin** également (**5**), et tous les postes de réception sur ondes courtes ont signalé des affaiblissements très importants coïncidant avec des périodes d'activité solaire marquée : 14 janvier, 15 avril, 20 septem-

bre et 15 octobre 1926. Pickard a groupé pour toute l'année 1926 les mesures de l'intensité de réception de 9 émissions situées dans la bande 12 à 25 kilocycles par seconde, d'une station de 1.330 kc/s (W. B. B. M.) et de 15 stations travaillant entre 8 et 9 mégacycles par seconde et il a comparé les variations hebdomadaires de ces mesures à celles de l'activité solaire et du magnétisme terrestre. La figure 3 résume ses comparaisons, la corrélation des différents phénomènes semble évidente (1).

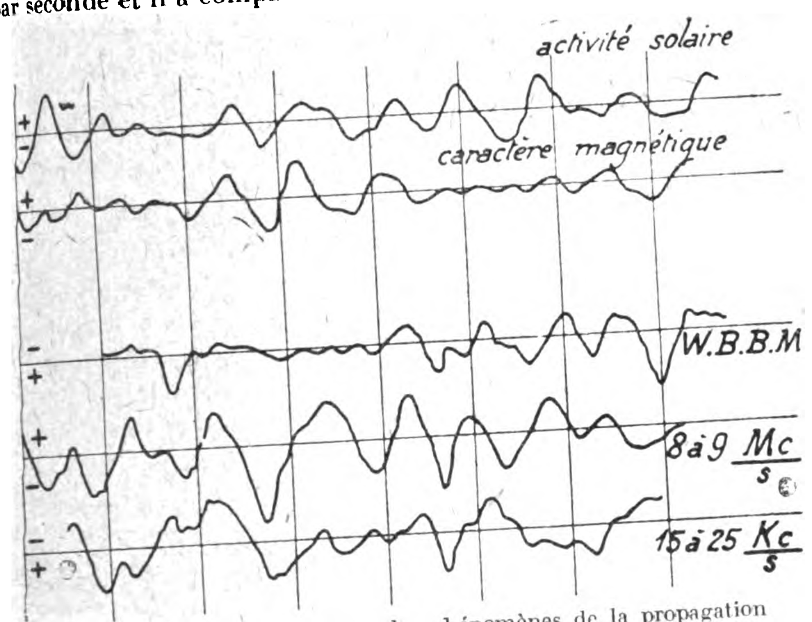


Fig. 3. — Corrélation entre les phénomènes de la propagation et l'activité solaire.

Un fait tout à fait remarquable doit être signalé : le diagramme relatif aux ondes de 8 à 9 mégacycles est renversé par rapport aux autres : quand l'activité solaire augmente, l'intensité de réception des ondes courtes augmente, celle des ondes moyennes et longues décroît; il y aurait donc une différence radicale dans la manière dont se comportent les ondes courtes et les ondes longues. La question n'est cependant pas encore résolue car les affaiblissements des

---

(1) Les valeurs numériques ayant servi à tracer les diagrammes de la fig. 3 sont les rapports aux moyennes mensuelles des écarts de ces dernières avec les moyennes hebdomadaires. L'activité solaire est représentée par les « Nombres provisoires de taches solaires de Wolfer » ; le caractère magnétique est celui provenant de l'observatoire de Cheltenham, Maryland. Les observations relatives aux ondes de 12 à 25 kc/s sont des observations de jour.

ondes courtes au moment des orages magnétiques paraissent en contradiction avec les résultats des courbes de **Pickard**.

Il existe également des oppositions difficiles à expliquer entre ces dernières et les diagrammes établis par Austin sur le même sujet. D'autre part, les comparaisons que nous avons faites entre l'activité solaire et les mesures effectuées à Meudon pendant l'année 1926, donnent des diagrammes indiquant pour quelques mois une concordance directe entre l'activité solaire et l'intensité du champ des stations à ondes longues, alors que pour le reste de l'année il y a opposition. Les comparaisons de **Maurain** (**23**) entre les perturbations magnétiques des années 1922, 1923 et 1924 et les champs d'ondes longues mesurés à Meudon ne font ressortir aucune coïncidence nette.

Il faut être très prudent avant d'affirmer des liens certains et déterminés entre ces différents phénomènes: on ne doit pas oublier que la découverte de ceux qui existent entre le magnétisme terrestre et les taches solaires a demandé de très longues observations.

Il n'en est pas moins intéressant de signaler les considérations théoriques émises par **Eckersley.** Pour lui, l'activité solaire augmente de jour l'absorption des ondes courtes et diminue celle des longues; il fait alors remarquer que cette différence coïncide avec les deux régimes d'absorption des ondes longues et des ondes courtes et qu'elle s'explique par les idées qu'il a émises : pour les ondes longues l'absorption varie comme $(\lambda N)^{-\frac{1}{2}}$ c'est-à-dire qu'elle diminue quand l'ionisation augmente, pour les courtes la perte d'énergie est proportionnelle à $\lambda^2 N$, elle augmente donc avec l'ionisation.

Hypothèse de plusieurs couches ionisées.

Séparément, et par des voies entièrement différentes, **Appleton** et **Bureau** ont formulé l'hypothèse d'une seconde — et peut-être encore d'autres — couches ionisées donnant, dans la haute atmosphère, lieu à une réflexion et à une réfraction des ondes.

Appleton, entre octobre 1926 et mai 1927, a fréquemment observé que pendant les deux ou trois heures précédant le lever du soleil, la hauteur mesurée comme il est dit plus haut (p. 138) atteignait 250 à 350 km puis tombait brusquement à une centaine de kilomètres une demi-heure environ avant le lever.

Bureau (**8**) est parvenu à l'idée des deux couches en étudiant pour

différentes distances l'influence de la longueur d'onde sur la variation diurne de l'intensité de réception. En admettant, avec Eckersley que les affaiblissements de jours sont dus à l'absorption provoquée par l'augmentation de l'ionisation, que les affaiblissements de nuit et les zones de silence sont dus à une influence de la courbure des rayons, conséquence elle aussi de l'ionisation, les affaiblissements de jour et de nuit devraient, s'il n'y a qu'une seule couche ionisée, se modifier toujours dans le même sens quand la longueur d'onde diminue. Or, il n'en est pas toujours ainsi, et l'on constate parfois que la diminution de la longueur d'onde est accompagnée d'une diminution de la zone de silence. Ceci et d'autres phénomènes analogues s'expliqueraient par des réfractions ou des réflexions successives entre deux couches conductrices.

Influences météorologiques.

A bord de la « Ville d'Ys », **Huber** a constaté une influence indéniable des surfaces de discontinuité de l'atmosphère sur l'intensité de réception (**19**). Les travaux de **Herath** avaient déjà révélé cette influence pour les ondes longues. Sur les ondes courtes, **Huber** l'a non seulement retrouvée, mais a précisé certains points : suivant les positions respectives des surfaces par rapport à l'émetteur et au

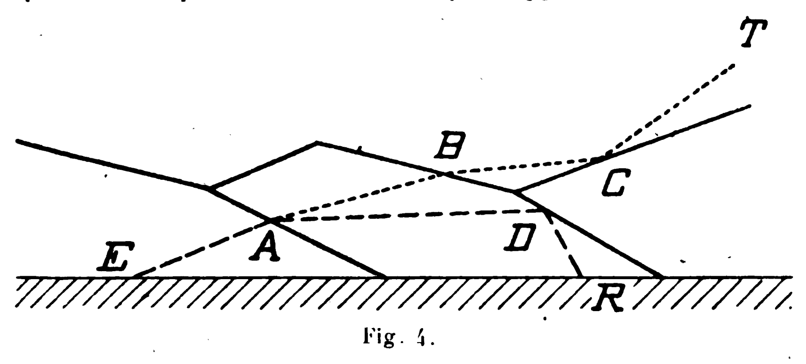


Fig. 4.

récepteur, les transmissions sont inégalement influencées d'un point A vers un point B ou de B vers A; les surfaces de discontinuité sont un obstacle d'autant plus important qu'elles sont plus près de l'émetteur ou du récepteur.

Bureau a constaté des phénomènes analogues sur des émissions de plusieurs kilowatts sur 24 mètres. Une émission faite à Arlington entendue habituellement très forte en Europe n'y fut pas

reçue un jour où un front froid extrêmement vigoureux s'interposa sur le trajet à quelques centaines de kilomètres seulement de l'émetteur. Par contre l'émission fut reçue à Rabat, au Maroc, le front froid ne barrant pas la route Washington-Rabat.

Il a également constaté que les cartes des zones de réception et des zones de non-réception des ondes étaient souvent variables d'un jour à l'autre et que les limites avaient un rapport étroit avec les discontinuités de l'atmosphère. Mais ces discontinuités agissent rarement de la même façon sur les différentes ondes. Il peut arriver qu'elles renforcent une onde alors qu'elles en affaiblissent une autre. **Bureau** explique schématiquement ce phénomène par la forme en Y très fréquente de la coupe verticale des surfaces de discontinuité (fig. 4). L'onde la plus longue suivrait par exemple le chemin EADR. L'autre le chemin EABCT.

Influence de la température.

Indépendamment de toute théorie sur la propagation, **Austin** et Wymore avaient remarqué voici trois ans un accroissement très net de la force des signaux de Turkeston et New-Brunswick, mesurés à Washington, au moment des grands froids de l'hiver, en janvier 1924. Il a examiné depuis l'ensemble de ses observations dans tout le cours de cette année en les comparant aux températures correspondantes; il se borna toutefois aux mesures effectuées sur des émetteurs placés à distance relativement faible du point de réception, 250 à 300 km, de façon à avoir des conditions météorologiques bien définies et bien connues sur tout le parcours des ondes étudiées.

Ses résultats sont particulièrement remarquables. Si l'on trace pour toute l'année le diagramme des moyennes mensuelles de l'intensité des signaux et celui des inverses des mêmes moyennes des températures Farenheit, on trouve deux courbes à peu près exactement parallèles. Les points le plus bas et le plus élevé de la courbe des intensités des signaux correspondent d'ailleurs à 2.000 et 4.500 microvolts par mètre.

Diverses conséquences peuvent découler de ces observations : si l'on admet que les ondes arrivant au récepteur et donnant lieu aux variations du champ mesuré sont surtout celles ayant atteint les hautes couches de l'atmosphère, c'est qu'il existe entre l'état physique de ces hautes couches et les conditions au sol une relation que

l'on n'a pas accoutumé de considérer. Si l'on admet au contraire que les ondes qui sont restées dans le voisinage du sol sont seules en cause, c'est que la basse atmosphère a une très grande influence sur la propagation. Il n'est pas enfin impossible de considérer simultanément l'ensemble de ces deux hypothèses.

Rien ne nous autorise actuellement à faire le choix entre ces diverses interprétations, nous avons vu que certaines causes militent en faveur d'une action probable de la basse atmosphère; mais en tous cas, *il est fort important de diriger notre attention sur les faits mis en lumière par Austin.*

Expériences de H. Gutton et J. Clément.

Comme nous l'avons rappelé au début de cet article, l'étude mécanique du mouvement des ions montre que la constante diélectrique d'un gaz est diminuée par l'ionisation; dans un gaz suffisamment raréfié pour que la durée du parcours des ions soit au moins de l'ordre de la période correspondant à une onde λ, la constante diélectrique passerait de 1 à la valeur :

$$\varepsilon = 1 - \frac{e^2 \lambda^2}{\pi m} N.$$

D'après cette formule ε pourrait devenir nul et même négatif et il était intéressant de vérifier directement l'existence de ces variations.

Déjà, en 1920, **Van der Pol** avait étudié expérimentalement cette question sur le gaz contenu dans une ampoule et avait bien constaté l'influence de l'ionisation sur ε (**44**). Tout récemment **H. Gutton** et **J. Clément** ont entrepris de nouvelles expériences qui, tout en vérifiant l'allure générale des variations, paraissent mettre en lumière des phénomènes nouveaux (**16**).

Entre les plaques du condensateur d'un circuit oscillant (fig. 5) ils ont introduit un tube dans lequel on pouvait obtenir un vide connu; par l'intermédiaire des armatures M et N et du transformateur T ils entretenaient à l'intérieur du tube un champ alternatif assez fort pour ioniser le gaz, la fréquence de ce champ étant notablement plus faible que la fréquence propre du circuit oscillant; cette dernière était voisine de 10^8 ($\lambda = 4$ m ou 2 m environ).

Cette dernière fréquence variait sous l'influence de l'ionisation en même temps que l'amortissement du circuit, et la mesure des fréquences et amortissements pour les différents états du gaz donna

une série de diagrammes représentés sur la figure 6, où sont portés en abscisses les longueurs d'onde et en ordonnées les carrés des intensités correspondantes; le point A est obtenu pour une ionisation nulle. Les taux d'ionisation ne furent pas mesurés, mais les courbes

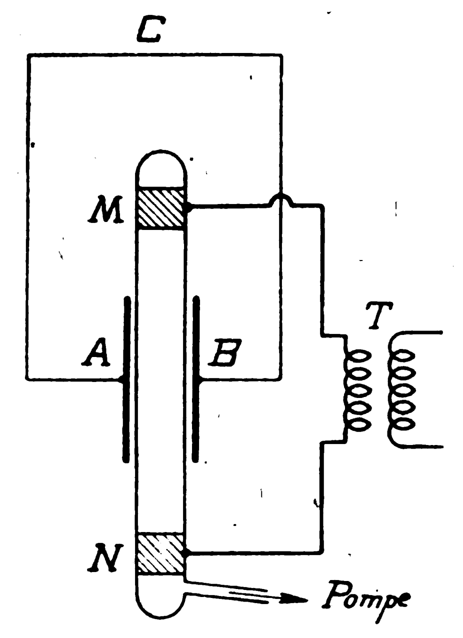


Fig. 5. — Dispositif pour l'étude de l'influence des gaz ionisés.

qui partent du point A sont parcourues dans le sens des ionisations croissantes; chacune d'elles est relative à une pression constante indiquée auprès du trait et mesurée en millimètres de mercure; toutes tendent vers un point B qui correspondrait au cas où le gaz du tube serait entièrement conducteur.

On voit, que pour les pressions les plus faibles, la longueur d'onde et par suite la constante diélectrique, commencent bien par décroître, en même temps que l'amortissement augmente. Puis il y a un brusque renversement avec une période d'instabilité qui conduit tout d'un coup pour l'onde propre du circuit à une valeur supérieure à celle qui correspondrait à une conductibilité parfaite de la masse totale du gaz; ensuite nouvelle diminution de constante diélectrique. Les auteurs de ce travail estiment que cet ensemble de phénomènes est l'indice certain de la présence de forces élastiques au sein du gaz; ils montrent qu'en faisant à ce sujet l'hypothèse

très générale qui conduit à définir le mouvement d'un ion par l'équation :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + f \cdot \frac{dx}{dt} + bx = Ae \sin \omega t,$$

où f et b sont des coefficients tenant compte d'un frottement et d'une

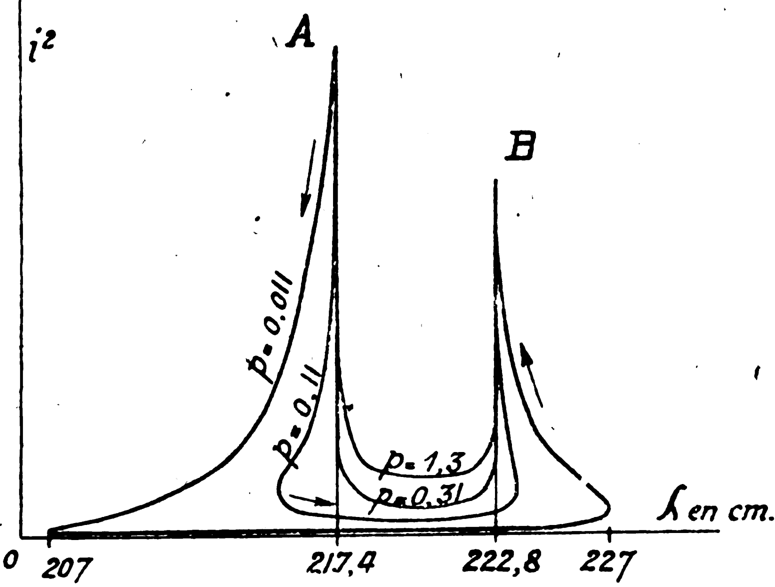


Fig. 6. — L'ionisation croît dans le sens des flèches. Les pressions sont mesurées en millimètres de mercure.

force élastique, on explique très bien la forme des diagrammes de la figure 6.

Attirant ensuite l'attention sur l'amortissement considérable qui existe au moment de l'ionisation critique; ils suggèrent l'idée que l'atténuation des ondes voisines de 200 mètres pourrait résulter d'un effet analogue; les conditions de la haute atmosphère transporteraient aux fréquences voisines de $1{,}5.10^6$ les phénomènes qui ont lieu dans leurs expériences pour des fréquences proches de 10^8.

Conclusions.

Il ressort de l'étude précédente que la théorie de la propagation des ondes électromagnétiques est encore loin d'avoir acquis les titres de noblesse qui lui permettront de prendre, dans le cadre de la physique, une place d'honneur et de repos.

Personne assurément n'a jamais considéré comme définitifs les

schémas établis par **Taylor** et **Hulburt** et par **Nichols** et **Schelleng;** mais on pouvait penser que ces exposés clairs et bien ordonnés contenaient les principes essentiels d'une théorie dont il suffirait de développer et de préciser les conséquences.

Or, ceux-ci n'avaient considéré que l'électron libre dans un espace inactif; ils avaient appuyé l'explication de presque tous les phénomènes sur les seules variations de la constante diélectrique; les travaux et les critiques de leurs successeurs montrent que ces bases sont insuffisantes, que les discordances ne viennent pas seulement de l'état « météorologique » du milieu en cause. Il faut faire la part plus large à l'absorption, il faut revenir sur les facteurs d'ionisation et sur la nature des ions; il faut peut-être envisager des phénomènes nouveaux comme ceux que **Nagaoka** introduit dans le calcul et que **Gutton** et **Clément** déduisent de l'expérience. Le champ magnétique terrestre ne joue pas le rôle simple qui lui était attribué; son influence même est mise en doute.

Les expériences de **Meissner** qui obtient entre Berlin et Buenos-Ayres de bonnes communications en émettant un faisceau presque vertical d'ondes d'une fréquence de 30.000 kc/s demandent une explication tout à fait nouvelle.

Tous ces travaux agrandissent singulièrement le champ des recherches théoriques et expérimentales : le mécanisme de l'ionisation, l'existence des orbites quasi stationnaires de **Nagaoka** peuvent être utilement étudiés au laboratoire; la véritable nature des zones de silence et de leurs frontières, celle de l'atténuation des ondes voisines de 200 mètres sont des objets bien définis de recherches importantes pour les observateurs.

Comme toujours, les solutions partielles ont posé des problèmes nouveaux. Ceux-ci seront, à n'en pas douter, des sources fécondes de découvertes qui n'intéresseront pas seulement la radiotélégraphie, mais aussi la physique générale elle-même.

René Mesny

BIBLIOGRAPHIE

1. Appleton (E.-V.) et Barnett (M.-A.-F.), *The Electrician*, **98**, 11 mars 1927, 256-257.
2. Appleton (E.-V.) et Ratcliffe, *Proc. Roy. Soc.*, **A 115**, 1927, 291-317.
3. Appleton (E.-V.) et Ratcliffe (J.-A.), *Proc. Roy. Soc.*, **A 117**, 1928, 576-589.

4. AUSTIN (L.-W.) et WYMORE (I.-J.), *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **14**, décembre 1926, 781-785.
5. AUSTIN (L.-W.), *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, février 1928, 166-174.
6. BREIT (G.), *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, août 1927, 709-725.
7. BREIT (G.) et TUVE (M.), *Phys. Rev.*, **28**, sept. 1926, 554-575.
8. BUREAU (R.), *C. R.*, **184**, 2 mai 1927, 1078 1080
9. CABANNES (J.) et DUFAY (J.), *Journ. de Phys.*, **8**, mars 1927, 125-153.
10. CHAPMAN (S.), *Quart. Journ. of Roy. Meteor Soc.*, **52**, juill. 1926, 225-237.
11. DOBSON (G.-M.-B.) et HARRISSON (D.-N.), *Proc. Roy. Soc.*, **A. 110**, 1926, 660-694 ; **A. 114**, 1927, 521-542.
12. ECCLES (W.-H), *Proc. Roy. Soc. London*, **87**, 1912. — *The Electrician*, 27 sept. 1912, 1015 ; 19 sept. 1913, 969.
13. ECKERSLEY (T.-L.), *Journ. Inst. El. Eng.*, *Proc. Wireless Section*, **2**, juin 1927, 85-129.
14. ECKERSLEY, ROUND, TREMELEN et LUNNON, *Journ. Inst. El. Eng.*, **63**, 1925, 933-1011.
15. FABRY et BUISSON, *Journ. de Phys.*, **2**, 1921, 197.
16. GUTTON (H.) et CLÉMENT (J.), *Onde Elect.*, **6**, avril 1927, 137-152.
17. HASIMOTO (M.), *Reports presented by the Japenese Committee to the General Assembly of International Union of Scient. Radio. Washington*, 1927.
18. HEISING, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, janv. 1928.
19 HUBER (G.-H.), *C. R.*, **185**, 7 nov. 1927.
20. KIEBITZ (F.), *Ann. der Phys.*, **80**, 1926, 728.
21. KIEBITZ (F.), *Onde Elect.*, **6**, mars 1927, 127-132.
22. LASSEN (H.), *Jahr. Draht. Tel.*, **28**, oct. 1926. 109-114 ; nov. 1926, 139-147.
23. MAURAIN (Ch.), *Onde Elect.*, **5**, sept. 1926, 483-486.
24. MEISSNER (A.), *Jahr. Draht. Tel.*, **28**, sept. 1926, 78-82.
25. MEISSNER (A.), *Jahr. Draht. Tel.* **30**, sept. 1927, 77-80 ; *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**,
26. MEISSNER (A.), *E. N. T.*, **3**, sept. 1926, 321-324.
27. MESNY (R.), *Les Ondes Electriques Courtes*, Presses Universitaires, Paris, 1927.
28. MESNY (R.), *Onde Elect.*, **5**, 1926, 434-460.
29. MESNY (R.), *Onde Elect.*, **5**, déc. 1926, 650-657.
30. MESNY (R.), *Onde Elect.*, **1**, 1922, 501-517.
31. NICHOLS (H.-W.) et SCHELLENG (J.-C.), *Bell Syst. Tech. Journ.*, **4**, avril 1925, 215-235.
32. NAGAOKA (H.), *Proc. Imp. Acad.*, **2**, 1926, 524-529.
33. PANNEKOEK, *Proc. Konink. Akad. Wetenschap. Amsterdam*, **29**, 1926, 1065-1072.
34. PEDERSEN (P.-O.), *The Propagation of Radio-Waves, Danmarks Naturvidenskabelige Samfund, Copenhagen*, 1927.
35. PICKARD (G.-W.), *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, fév. 1927, 83-99.
36. PICKARD (G-W.), *Proc. Inst. Rad. Eng.*
37. PICKARD (G.-W.), *Bulletin*.
38. QUACK (E), *Jahr. Draht. Tel.*, **28**, déc. 1926, 177-178.
39. QUACK (E.), *Jahr. Draht. Tel.*, **30**, août 1927, 41-42.
40. RUKOP (H.), *E.N.T.*, **3**, août 1926, 316-318.
41. SMITH-ROSE (R.-L.), *Radio Research Board. Special Report n° 4.* — *Journ. Inst. El. Eng.*, **62**, août 1924, 701-712.
42. TAYLOR (A-H.), *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **13**, déc. 1925, 677-685.
43. TAYLOR (A.-H.), *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, août 1927, 707-709.
44. VAN DER POL (B), *Golven door Geioniseerd gas* — Haarlem — (Thèse).
45. WATSON (C.-V.), *Proc. Roy. Soc. London*, **95 A**, 1919, 546

RELATIONS ENTRE LA PROPAGATION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES, L'ACTIVITÉ SOLAIRE ET L'ÉTAT ATMOSPHÉRIQUE

par Albert NODON,

Docteur ès sciences.

SOMMAIRE. — Le soleil est parfois le siège de troubles particulièrement intenses pendant les périodes d'évolution des foyers conjugués diamétralement opposés. Ces troubles paraissent agir à distance sur la Terre en y provoquant des perturbations électriques et magnétiques, ainsi que des perturbations dans la propagation des ondes hertziennes, et dans l'état de l'atmosphère

Ces divers troubles ont été particulièrement intenses pendant l'été de 1927.

Des recherches furent faites, pendant l'été de 1927, dans les Pyrénées occidentales, sur les relations existant entre la propagation des ondes électromagnétiques, l'activité solaire, les actions électriques et magnétiques, l'état général de l'atmosphère et l'état météorologique local.

Les résultats recueillis de la fin de mai à la fin de septembre 1927, furent réunis sous forme de graphiques, dont nous allons faire l'étude.

Les ondes électromagnétiques (5).

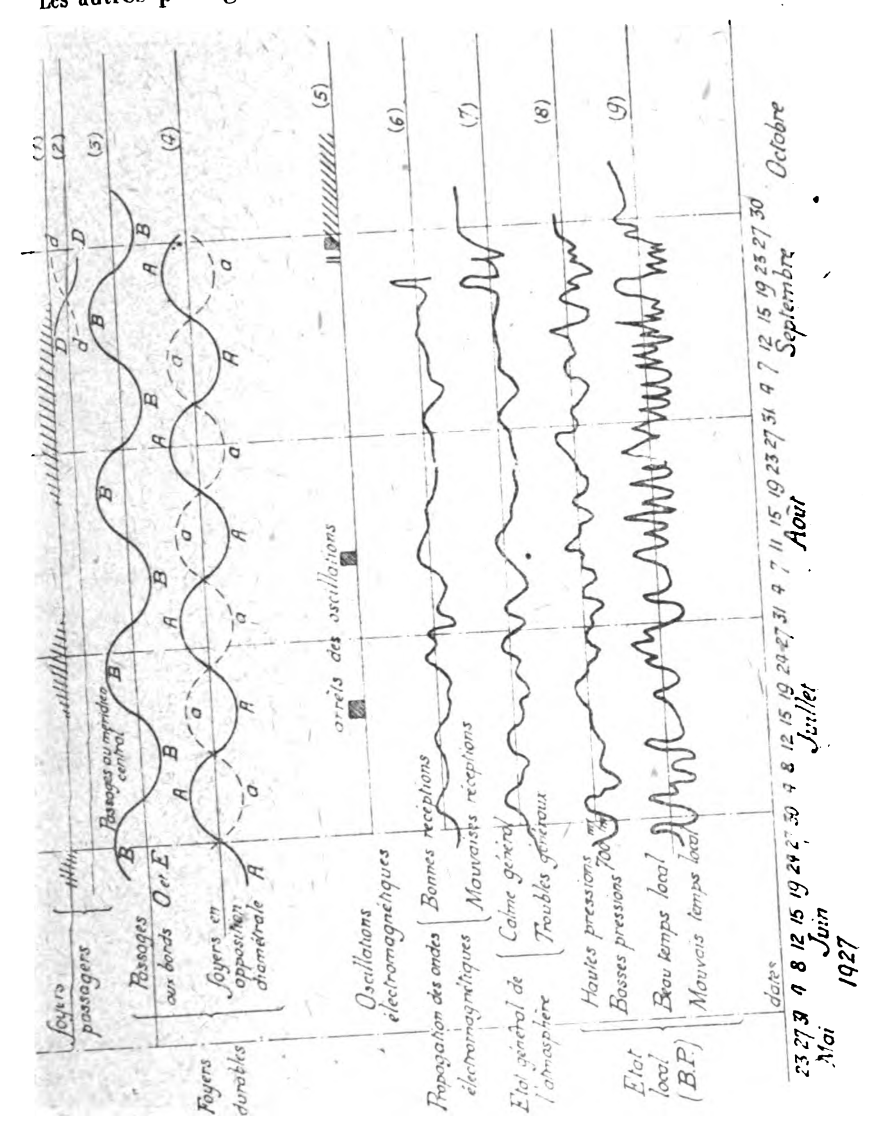
Les ondes électromagnétiques furent captées à l'aide d'antennes de 125 m. de longueur, reliées à un poste à trois lampes. Les réceptions, très puissantes, recueillies plusieurs fois par jour, sur ondes longues et moyennes furent classées suivant leurs valeurs respectives. Les réceptions furent en général médiocres et sujettes à de rapides variations, correspondant le plus souvent à celles de l'état général de l'atmosphère.

Pour tracer le graphique, on attribua aux réceptions des cotes comprises entre 0,5 ; et 0, —5, que l'on porta en ordonnées ; tandis que les temps furent portés en abscisses (5).

On peut remarquer sur le graphique (5) que les dates des bonnes réceptions concordent pendant la durée du mois de juillet, avec

celles des passages des foyers actifs A et a, sur les bords est et ouest du soleil. Des effets analogues eurent lieu au commencement d'août.

Les autres passages des foyers actifs sur les bords E. et O. du



soleil, concordèrent en août et septembre, avec une importante recrudescence dans l'activité solaire, due principalement à la présence de foyers temporaires (1) et d'un foyer secondaire B. (2). Les réceptions radiophoniques furent du reste très mauvaises, et parfois

même complètement interrompues pendant cette période d'agitation.

En général les mauvaises réceptions ont concordé avec les passages des deux foyers actifs diamétaux A et *a*, au voisinage du méridien central (dans les deux hémisphères opposés).

D'autre part, les meilleures réceptions eurent lieu pendant les périodes de moindre activité, et pendant celles des passages des foyers A et *a* sur les bords E. et O.

Toutefois, nous avons vu qu'à la fin d'août et en septembre, les foyers temporaires en pleine agitation ont modifié ces derniers résultats, et que les plus grands troubles dans les réceptions, eurent lieu pendant les passages actifs A *a*, au méridien central.

En résumé, la qualité des réceptions radiophoniques, paraît être fonction de l'activité électrique et magnétique, semblant dépendre elle-même de l'activité ultraradiante d'origine extraterrestre.

L'état général de l'atmosphère (7).

Le graphique (7) résume l'état atmosphérique et sismique sur la terre entière, d'après les renseignements fournis à plusieurs jours de distance, par la radiophonie et la presse.

Ces renseignements furent certainement incomplets, car ils ne donnaient d'indications que pour les régions habitées, abstraction faite des régions désertiques, montagneuses et inhabitées. Toutefois, malgré leur insuffisance, ces renseignements présentèrent cependant une réelle valeur, car l'on sait que les grands troubles atmosphériques, sismiques et volcaniques, prennent naissance sur un nombre limité de points du globe, situés sur les grandes cassures terrestres, tels que le Japon, les Antilles, le Chili, etc., au voisinage même des Océans. La plupart de ces régions sont habitées et reliées aux grands centres d'information mondiale. Grâce à ces circonstances particulières, on peut accorder un certain crédit aux renseignements météorologiques actuels.

Afin de rendre plus saisissantes les variations atmosphériques pendant l'été 1927, des cotes journalières furent attribuées à ces variations.

Ces cotes furent portées en ordonnées et les temps en abscisse, de façon à pouvoir tracer le graphique (7) qui présente d'étroites analogies avec le graphique (6) précédent.

Il semble donc permis d'attribuer une commune origine, très probablement solaire, aux deux ordres de phénomènes précédents : c'est-à-dire : la propagation des ondes électromagnétiques et l'état général de l'atmosphère, ce dernier étendu aux troubles sismiques et volcaniques.

Les actions électriques et magnétiques.

Les actions magnétiques furent mesurées avec un magnétographe et une boussole ; les actions électriques à l'aide d'un électromètre (instruments décrits dans le n° d'octobre 1925 de la Science moderne).

Ces instruments sont du reste utilisés d'une façon courante au Chili. (Boletin mensuel del observatorio del Salto, Santiago de Chili Director Señor Don Navarrete.)

Ces instruments indiquèrent en France et au Chili des perturbations presque continuelles, concordant le plus souvent, pendant l'été de 1927, avec des troubles dans l'état général de l'atmosphère, ainsi que dans la propagation des ondes hertziennes.

Un fait important fut en outre noté durant ces troubles. La boussole-magnétomètre ainsi que l'électromètre, ne cessèrent d'osciller, aussi bien la nuit que le jour, pendant cette longue période d'agitation. Deux arrêts de courte durée eurent lieu vers les milieux des mois de juillet et d'août. Puis les oscillations cessèrent presque brusquement à la fin de septembre, à la date même où disparurent les deux foyers solaires très actifs A. *a.* diamétralement opposés l'un à l'autre.

Les troubles atmosphériques généraux cessèrent en même temps, et les réceptions radiophoniques redevinrent normales. Ces faits indiquent d'étroites relations entre tous ces phénomènes d'ordre divers.

Des observations antérieures, paraissaient déjà démontrer que la propagation des ondes hertziennes est liée aux actions ultraradiantes d'origine extra-terrestre et plus particulièrement solaire. Les nouvelles observations semblent confirmer cette hypothèse : les effets d'ionisation dans la haute atmosphère et à la surface du sol, étant probablement attribuables, à l'effet Compton, donnant naissance à des radiations de longueur beaucoup plus longue que les ultraradiations qui les provoquent.

L'activité solaire (1 - 2 - 3).

L'action solaire, fut remarquable pendant l'été 1927, plutôt par l'importance de l'activité des foyers que par le nombre de ces foyers. Cette activité se manifesta du reste un peu avant l'époque maximum.

Il y a lieu de classer les foyers solaires pendant cette période en trois catégories distinctes. Dans la première, nous trouvons deux foyers conjugués A et *a*. (4) diamétralement opposés l'un à l'autre, qui disparurent simultanément du 26 au 28 septembre.

Ces deux foyers conjugués présentèrent une activité continuelle : la recrudescence d'activité de l'un d'eux concordant avec l'affaiblissement de l'autre. C'est à ces foyers que paraît attribuable la plus grande part dans l'activité électrique et magnétique de l'été 1927. Un autre foyer double en opposition diamétrale D *d* (2) fut d'une durée éphémère. Il se forma vers le milieu de septembre et disparut en octobre : son action s'ajouta à cette époque, à celle des foyers A. *a*. provoquant de violents troubles, dans les transmissions hertziennes, dans les phénomènes électriques et magnétiques et dans l'état général de l'atmosphère. Les troubles furent particulièrement importants pendant la seconde quinzaine de septembre : il en fut de même dans les transmissions et les réceptions radiophoniques, presque impraticables pendant cette période.

Il se produisit en second lieu, des foyers passagers (1) en transformation continuelle. Les foyers évoluèrent principalement vers la fin des mois de juin, de juillet et d'août. Ceux d'août se prolongèrent pendant une partie de septembre et ajoutèrent leurs actions perturbatrices à celles des foyers précédents. Les actions les plus importantes eurent lieu à l'époque des passages des foyers A. *a* au méridien central dans les deux hémisphères opposés.

Ajoutons que les phases du foyer durable qui appartenait à la troisième catégorie, ne concordèrent pas avec celles des foyers A et *a*.

Nous avons indiqué précédemment les remarquables concordances observées entre ces phénomènes solaires et les phénomènes terrestres, paraissant confirmer une origine commune.

L'état local de l'atmosphère (8 et 9).

Il est également intéressant d'établir une comparaison entre l'état local de l'atmosphère, et les phénomènes que nous venons de signaler.

Les graphiques 8 et 9, donnent la situation climatologique dans la région des Pyrénées occidentales, où furent faites les observations précédentes.

Ces courbes diffèrent beaucoup des autres ; on n'y retrouve de concordances qu'aux dates des plus grandes perturbations, qui parviennent alors à dominer les actions locales.

La propagation des ondes électromagnétiques en particulier, ne paraît pas subir l'action locale, qui est du reste variable d'une région à une autre.

En résumé, la propagation des ondes électromagnétiques paraît être étroitement liée à l'état général de l'atmosphère, ainsi qu'aux actions électriques, magnétiques et ultraradiantes, qui semblent être elles-mêmes placées sous la dépendance directe de l'activité solaire.

Il paraît en outre, résulter de cette étude, que l'on pourrait tirer d'utiles indications de la propagation des ondes électromagnétiques, dans l'étude de la météorologie générale.

Albert NODON.

DEUX EXEMPLES DE MONTAGES QUI FONT INTERVENIR LA VARIATION DES CARACTÉRISTIQUES D'UN APPAREIL RÉCEPTEUR OU DE MESURE

par L. CAGNIARD,

Agrégé de l'Université.
Docteur ès sciences.

SOMMAIRE. — L'impédance d'un appareil de mesure est fonction de l'indication de cet appareil. Par exemple la capacité d'un électromètre (montage idiostatique) croît avec la différence de potentiel appliquée aux bornes. Je me propose de montrer qu'on peut utiliser cette particularité pour faire de l'électromètre à quadrants, dont la sensibilité en montage idiostatique est fort médiocre, un appareil de sensibilité énorme.

Dans ce premier article, à titre d'introduction, je signale un montage curieux que j'intitule : « Le moyen de réaliser une horloge avec un voltmètre multicellulaire et une hétérodyne. »

Introduction. — Un appareil de mesures électriques, quel qu'il soit, possède des constantes caractéristiques. En haute fréquence on considérera particulièrement sa self-induction, sa capacité. Du fait même que l'appareil mesure quelque chose, qu'il dévie, ses constantes se modifient. Cette remarque s'impose tout particulièrement à l'attention dans le cas de l'électromètre à quadrants. Un tel appareil est sensiblement équivalent à une capacité pure, capacité qui croît rapidement en même temps que la différence de potentiel aux bornes.

Or l'électromètre à quadrants est un appareil bien méconnu des techniciens de la haute fréquence. Ils lui font, je pense, deux reproches :

1° Sa difficulté de réglage;

2° Son manque de sensibilité.

La première objection est sans valeur : un électromètre *moderne*, quand on l'emploie en montage idiostatique, se règle aussi facilement que le premier galvanomètre à cadre mobile venu.

Quant à la deuxième, je vais montrer qu'au contraire un artifice consistant à utiliser rationnellement le fait que sa capacité est variable permet de lui communiquer une sensibilité énorme, bien su-

périeure à celle du voltmètre amplificateur, et de réaliser des montages bien plus sensibles qu'avec les méthodes de battements.

Comme introduction, je rapporte une expérience assez amusante, pour laquelle j'utilise un voltmètre multicellulaire, forme robuste et peu sensible de l'électromètre idiostatique.

I. — *Le moyen de réaliser une horloge avec un voltmètre multicellulaire et une hétérodyne.*

Soit un circuit oscillant L_1, L'_1, C_1, dont les oscillations sont entretenues par des lampes à trois électrodes et constitué par exemple par une hétérodyne de la radiotélégraphie militaire ou, mieux, un circuit oscillant un peu plus puissant (fig. 1).

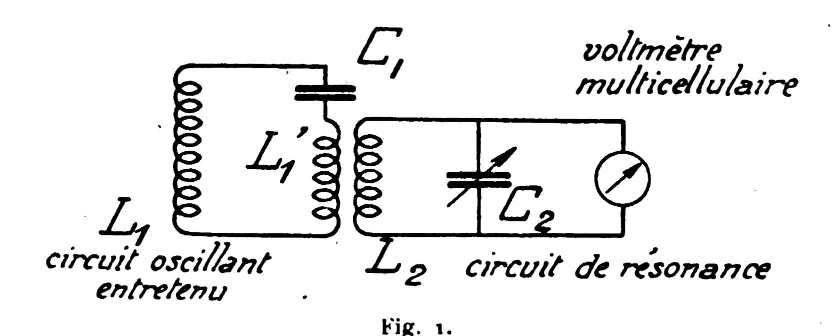


Fig. 1.

Ce circuit est couplé à un circuit de résonance L_2, C_2, comportant en C_2 un condensateur variable : le couplage des selfs L'_1 et L_2 est serré.

Pour apprécier la résonance, on dispose aux bornes du condensateur C_2 un voltmètre multicellulaire de Lord Kelvin, du type ordinaire à cadran et à aiguille, la graduation allant de 0 jusqu'à 100 ou 200 volts. Il est d'ailleurs vraisemblable que l'expérience serait plus facile avec un voltmètre multicellulaire dont les cellules seraient formées de lames plus rapprochées.

Le phénomène habituellement observé, bien connu (1) et caractéristique du couplage serré est le suivant :

Si nous faisons croître doucement la valeur de la capacité C_2, l'ai-

(1) Pour la théorie du phénomène Cf. par ex. Gutton. La lampe à trois électrodes (Conférences-Rapports), page 119.

guille dévie de façon progressive, d'abord lentement, puis de plus en plus vite. Nous dirons que le circuit de résonance *s'accroche*. Corrélativement le circuit oscillant *se décroche*, l'amplitude de ses oscillations diminue comme on le constate, soit avec un ampèremètre thermique intercalé dans le circuit oscillant, soit avec le milliampèremètre grille.

Or, brusquement, pour une variation extrêmement minime de la capacité C_2, l'aiguille du voltmètre retombe, indiquant une chute de tension soudaine et considérable. C'est une véritable discontinuité, au sens mathématique du mot. Le circuit de résonance s'est

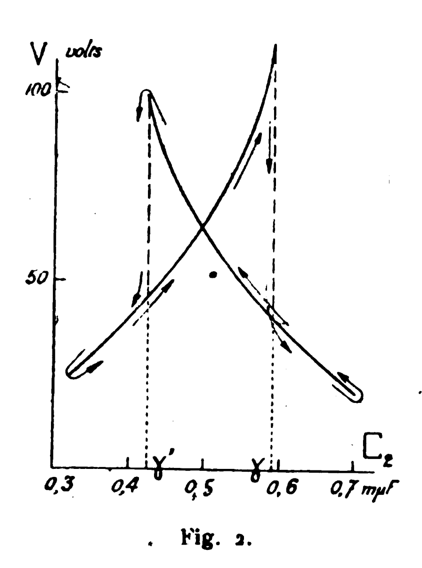


Fig. 2.

décroché, le circuit oscillant s'est à nouveau accroché. Soit γ la valeur de la capacité C_2 qui provoque la discontinuité en question.

Revenons maintenant en arrière, c'est-à-dire diminuons la capacité C_2. Au passage par la valeur γ, on n'observe rien de particulier, on ne remonte pas la discontinuité obtenue à l'aller. Ce n'est que pour des capacités plus petites que le circuit de résonance s'accrochera à nouveau, et, pour $\gamma' < \gamma$, il se produira un nouveau décrochage. Ainsi les phénomènes ne sont pas réversibles. La figure 2, sur laquelle sont indiqués les sens de parcours, et qui est un exemple de courbes effectivement relevées, fait connaître les variations de la différence de potentiel efficace V aux bornes de C_2 en fonction de la capacité de C_2.

Il est certain que l'électromètre, à cause de sa capacité propre,

qui est variable, complique d'autant plus le phénomène que cette capacité propre est davantage voisine des capacités de C_2 qui correspondent à l'accrochage. Supposons donc maintenant que la longueur d'onde propre de la bobine L_2 soit à peine inférieure à celle du circuit oscillant. Je vais montrer que l'aiguille du voltmètre pourra ne prendre jamais une position d'équilibre.

Une courbe analogue à celle de la figure 2 représentera toujours V en fonction de la capacité, mais il faudra prendre garde que l'abscisse doit correspondre à la capacité totale (condensateur + électromètre). On fera bien attention aussi à ce que l'aiguille de l'électromètre, quand elle est en mouvement, n'indique pas la

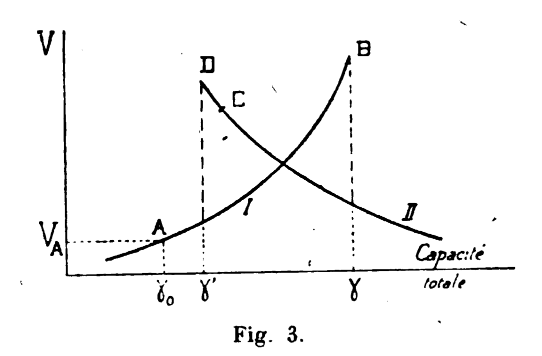


Fig. 3.

différence de potentiel aux bornes de ce dernier à l'instant considéré.

Soit donc γ_0 (figure 3) la somme de la capacité C_2 (capacité à la rigueur désormais inutile; qui, en tout cas, ne sert que d'appoint et à laquelle nous ne touchons plus par la suite), et de la capacité de l'électromètre quand son aiguille est au zéro. Allumons les lampes du circuit oscillant : une différence de potentiel v_A s'établit instantanément. Cette différence de potentiel se maintiendrait par la suite, si, par un dispositif convenable on bloquait l'aiguille au zéro. Mais nous ne bloquons pas l'aiguille, elle dévie, la capacité de l'électromètre croît, le point figuratif va se déplacer vers la droite (figure 3).

Or, si les éléments du montage sont judicieusement choisis, le point figuratif peut dépasser B, et même, de beaucoup en raison de la vitesse acquise par l'aiguille. Le circuit de résonance se décroche donc : le point figuratif retombe sur la branche II.

A ce moment, bien que l'aiguille soit fortement déviée et indique une différence de potentiel considérable, en réalité la différence de

potentiel aux bornes de l'électromètre est beaucoup plus petite. Le couple de torsion l'emporte sur le couple électrique et ne tarde pas à ramener l'aiguille vers son zéro.

L'aiguille, en revenant, acquiert de la vitesse. Cependant, la capacité diminuant, le circuit de résonance s'accroche de nouveau et on finit par se trouver dans la région de C où l'aiguille indique une différence de potentiel petite alors qu'en réalité existe une différence de potentiel élevée aux bornes de l'électromètre. Le couple électrique l'emporte sur le couple de torsion et ralentit le mouvement de l'aiguille. Toutefois cette dernière, à cause de sa vitesse acquise peut dépasser D, le point figuratif retombe dans la région de A sur la courbe I, et les phénomènes recommencent.

On assiste donc à une oscillation continue et ininterrompue de l'aiguille, sans secousses, ni saccades bien entendu et d'une amplitude considérable (toute l'échelle du voltmètre). La période des oscillations est voisine de la période propre de l'aiguille, c'est-à-dire de la période déterminée par le moment d'inertie de la partie mobile et le coefficient de torsion du fil de suspension. On a donc, et c'est ce qui justifie le titre que j'ai choisi, construit une horloge entretenue par un courant à haute fréquence.

La possibilité même de cet entretien résulte de l'irréversibilité foncière des phénomènes mis en jeu. Sans cette irréversibilité l'entretien eût été impossible.

Quant au calcul complet du phénomène, c'est un exercice inutile et fastidieux dont j'ai cru bon de dispenser le lecteur.

Mes horloges entretenues par la haute fréquence ne détrôneront certes pas nos pendules et je n'ai voulu que montrer ici un exemple simplement curieux d'une idée générale. Toutefois je termine en appelant l'attention sur la possibilité ainsi démontrée d'entretenir un mouvement vibratoire de fréquence quelconque par des oscillations électriques de haute fréquence. De nombreuses et intéressantes applications d'ordre pratique apparaissent alors comme possibles. Je n'insiste pas pour l'instant.

(A suivre).

L. GAGNIARD.



SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

Liste des nouveaux Sociétaires.

Levoir (Louis), officier radio, 52, boulevard Latour Maubourg, Paris, 7e.

Marmet (Philippe), commis des P.T.T., 19, rue du Cherche-Midi, Paris, 6e.

Combe, industriel, avenue Béranger, à Ecully (Rhône).

Boissel, 42 bis, rue de la Gare, à Oullins (Rhône).

Sire (Marcel), ingénieur radio E.S.E., 108, avenue Camille-Pujol, Toulouse.

Portier (Robert), 10, avenue Vaugirard Nouveau, Paris, 15e.

Citerne (Raymond), ingénieur E.P.C.I., 2, rue du Printemps, Paris, 18e.

Millet (Saul), 5, rue Froidevaux, Paris, 14e.

Ricard (Jean), ingénieur, 27, avenue de la Marguerite, Le Vésinet (S.-et-O.).

Lignon (Louis), chef de quart, Station Intercoloniale de T.S.F., à Tananarive (Madagascar).

Gantet (Pierre), ingénieur I.E.G., 1, rue du Souvenir, Courbevoie (Seine).

De Grendel (J.), 1, rue Mirabeau, Roubaix (Nord).

INFORMATIONS

AVIS DE CONCOURS

Un concours pour le recrutement de 16 opérateurs radioélectriciens stagiaires au Service de la Navigation aérienne, aura lieu au Port Aérien du Bourget-Dugny le 28 mai prochain. La liste d'inscription sera close le 7 mai 1928.

Conditions d'admission

Les candidats doivent être :

1° Français.

2° Agréés par le Ministre chargé de l'Aéronautique et des Transports aériens ou par délégation par le Directeur général de l'Aéronautique et des Transports aériens.

3° Reconnus physiquement aptes avant la participation aux épreuves par un médecin agréé par le Service de la Navigation aérienne. Ils doivent être de bonne constitution et n'être atteints d'aucune maladie contagieuse ni d'aucune infirmité apparente ou cachée.

4° Agés de 21 ans au moins et de 30 ans au plus le 1er janvier 1928. Toutefois, cette limite d'âge est reculée d'un temps égal à la durée des services antérieurs civils ou militaires ouvrant des droits à la retraite. La limite d'âge de 21 ans n'est pas opposable aux candidats ayant accompli la durée légale de service militaire imposée à leur classe de recrutement.

Traitements et indemnités.

Les traitements annuels des opéra-

teurs radioélectriciens sont fixés comme suit :

Pour opérateur radioélectricien ordinaire de 9.000 à 11.820.

Pour opérateur radioélectricien principal de 12.760 à 15.600.

Les opérateurs radioélectriciens peuvent être promus chefs de poste radioélectriciens à la suite d'un concours.

Les traitements annuels alloués aux chefs de poste radioélectriciens ordinaires et aux chefs de poste radioélectriciens principaux vont respectivement de :

13.000 à 18.000

et de 18.000 à 22.000.

En outre de leur traitement, les opérateurs et les chefs de poste reçoivent :

1° Une indemnité de résidence allouée seulement à ceux d'entre eux exerçant leurs fonctions dans les aérodromes situés sur le territoire des communes ou villes dont la population est au moins égale à 5.000 habitants, cette indemnité variant suivant l'importance de la population de 333 fr. 33 à 8.000 fr. par an.

2° Des indemnités pour charges de famille fixées à 540 fr. pour le premier enfant, 720 fr. pour le second, 1.080 fr. pour le troisième et 1.260 fr. pour le quatrième et chacun des suivants.

Ces indemnités sont majorées de 12 %.

PROGRAMMES

Les demandes de programme doivent être adressées au Directeur du Service de la Navigation aérienne, 2, boulevard Victor-Bastion, 68, Paris (XVe).

AVIS DE CONCOURS

Examen d'aptitude à l'emploi de Radiotélégraphiste de bord.

Une session d'examen aura lieu :
A Lorient, le 22 mai.
A Saint-Nazaire, les 5 et 6 juin.
A Saint-Malo, les 12 et 13 juin.
A Paris, les 18, 19, 20 et 21 juin.
A Paimpol, les 26 et 27 juin.

Les candidats se réuniront :

Pour la session de Lorient, à l'Ecole Nationale de Navigation Maritime de Lorient.

Pour la session de Saint-Nazaire, à la Chambre de Commerce de Saint-Nazaire.

Pour la session de Saint-Malo, à l'Ecole Nationale de Navigation Maritime de Saint-Malo.

Pour la session de Paris, à la Direction de la T. S. F., 5, rue Froidevaux, Paris.

Pour la session de Paimpol, à l'Ecole Nationale de Navigation Maritime de Paimpol.

Ils devront être munis de papier, porte-plume et encre.

L'examen commencera à 9 heures.

Les dossiers des candidats, *complets et réguliers*, constitués *conformément à l'art. 10 de l'arrêté du 3 septembre* 1925, devront parvenir, au moins 10 jours avant la date fixée pour l'examen, au Service de la Télégraphie sans Fil, 5, rue Froidevaux, Paris (14°).

Passé ce délai, les déclarations de candidatures ne seront plus acceptées.

Les candidats qui se sont présentés aux examens antérieurs et dont les dossiers sont en instance au Service de la Télégraphie sans Fil, transmettront simplement leurs demandes dûment établies sur papier timbré à 3 fr. 60 en rappelant que les autres pièces ont été adressées antérieurement, et en indiquant à nouveau la classe du certificat à laquelle ils prétendent. Toutefois, les candidats dont l'extrait du casier judiciaire a plus de 2 mois de date devront renouveler cette pièce.

Si les candidats sont déjà titulaires d'un certificat de radiotélégraphiste de bord (2e classe A, 2e classe B, écouteur) mention devra en être faite également sur la demande.

L'Editeur-Gérant : Etienne CHIRON.

UN SYSTÈME FRANÇAIS D'ÉMISSION A ONDES COURTES PROJETÉES

par M. CHIREIX.

Ingénieur en Chef à la Société Française Radioélectrique.

SOMMAIRE. — L'efficacité des liaisons radioélectriques par ondes courtes projetées n'est plus à démontrer depuis les retentissants succès rencontrés par les divers services exploités avec ce nouveau procédé. En présence de ces résultats incomparables, la plupart des Administrations d'Etat et des grandes Compagnies qui exploitent des liaisons radioélectriques à très grandes distances, ont tant en France qu'à l'Etranger, mis en service ou en construction des stations équipées avec ce nouveau système. C'est ainsi que la Compagnie Radio-France a installé à Sainte-Assise des appareils d'émission à ondes courtes projetées. De son côté, l'Administration française des Postes et des Télégraphes, désireuse d'améliorer ses liaisons avec nos possessions d'outre-mer, se propose de créer un grand centre radioélectrique à ondes courtes projetées. Les premiers groupes émetteurs de la Compagnie Radio-France sont entrés récemment en service. Ils sont équipés avec un double ensemble d'émission conçu et construit par la Société Française Radioélectrique. Ce même matériel sera également installé dans diverses stations françaises. Il présente un certain nombre de caractéristiques originales et nous avons cru intéressant d'en donner dans l'*Onde Electrique* une description appliquée au cas concret de Sainte-Assise.

GÉNÉRALITÉS

L'installation générale a été conçue en vue d'une exploitation commerciale à haut rendement télégraphique et aussi économique que possible.

Cela implique :

a) L'utilisation d'un matériel aussi perfectionné que possible et de grande efficacité. On a donc choisi des émetteurs modernes avec antennes projecteurs et pour réaliser la liaison permanente à longue distance à laquelle ils sont affectés, on utilise deux longueurs d'onde, en principe : 15 et 25 mètres.

b) l'installation de nombreux rechanges et de dispositifs de sécurité. On évite ainsi l'interruption de trafic du fait d'une défaillance du matériel

c) La recherche de l'automatisme et la concentration des organes de commande et de contrôle sur un ou deux panneaux de façon à

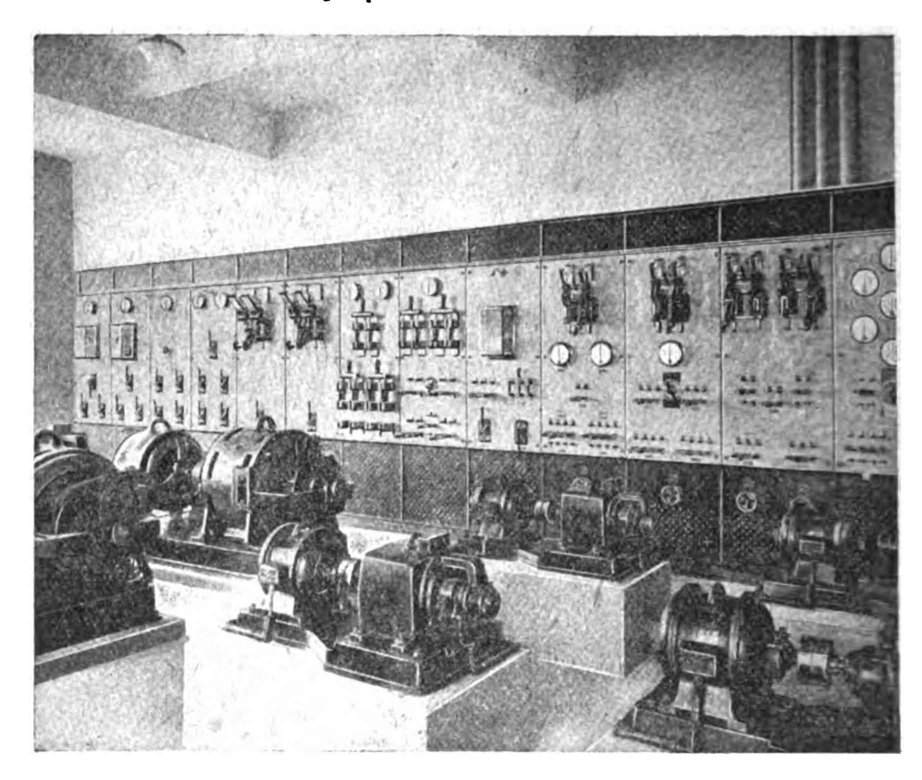


Fig. 1. — Salle des machines auxiliaires.

simplifier la tâche du personnel d'exploitation et le réduire en nombre. En fait, cette exploitation peut à Saint-Assise être assurée avec 1 opérateur et 1 électricien pour 3 émissions simultanées.

Les caractéristiques principales des émetteurs sont les suivantes :

1° Chacun d'eux peut à lui seul réaliser une liaison à très grande distance.

Il comporte deux circuits oscillants indépendants, fonctionnant en auto génération et qui peuvent travailler :

— soit séparément;

— soit simultanément sur deux ondes différentes;

— soit simultanément et couplés pour doubler la puissance sur une unique longueur d'onde.

Le matériel est ainsi rendu extrêmement souple au point de vue puissance.

On voit par ailleurs que, dans le cas où l'utilisation d'une onde de jour et d'une onde de nuit est nécessaire, le passage d'une fréquence à l'autre ne nécessite aucun arrêt du service, puisque pendant la période de transition les deux émissions peuvent fonctionner simultanément.

Cet avantage n'échappera à aucun de ceux qui ont eu à diriger un service commercial de T. S. F.

2° La stabilité de la fréquence d'émission, reconnue indispensable pour le trafic enregistré, est obtenue au moyen d'un régulateur automatique garantissant sa fixité à plus de 1/100.000 près. Cette stabilité est plus que suffisante, surtout si l'on utilise à la réception des appareils modernes.

L'avantage du dispositif est de ne pas fixer à l'avance d'une façon quasi définitive la longueur d'onde d'émission du poste; son adoption a permis d'accroître encore la souplesse du matériel. Il fournit enfin le moyen de manipuler l'émetteur avec un relais très faible inertie genre Baudot.

Tous les circuits sont calculés de façon à permettre d'atteindre des vitesses de manipulation très élevées (1.000 mots à la minute).

Signalons enfin que la station de Sainte-Assise a été dotée de la première antenne projecteur française.

Cette antenne est du type S. F. R. — C. M. et comporte aussi un réflecteur.

Nous reviendrons sur les caractéristiques de cet aérien dont l'efficacité a été démontrée lors des essais systématiques qu'a subis la station avant sa mise en service.

Description de l'ensemble d'émission

L'ensemble d'émission radiotélégraphique à ondes courtes S.F.R. installé à Sainte-Assise se divise en cinq groupes principaux (fig. 2 et 3).

I. — Un ensemble d'alimentation et de services auxiliaires.

II. — Un oscillateur auto-générateur à lampes triodes refroidies par circulation d'eau.

III. — Un régulateur de fréquence.
IV. — Un ensemble d'appareils pour le contrôle de l'émission.
V. — Un ensemble d'aériens.

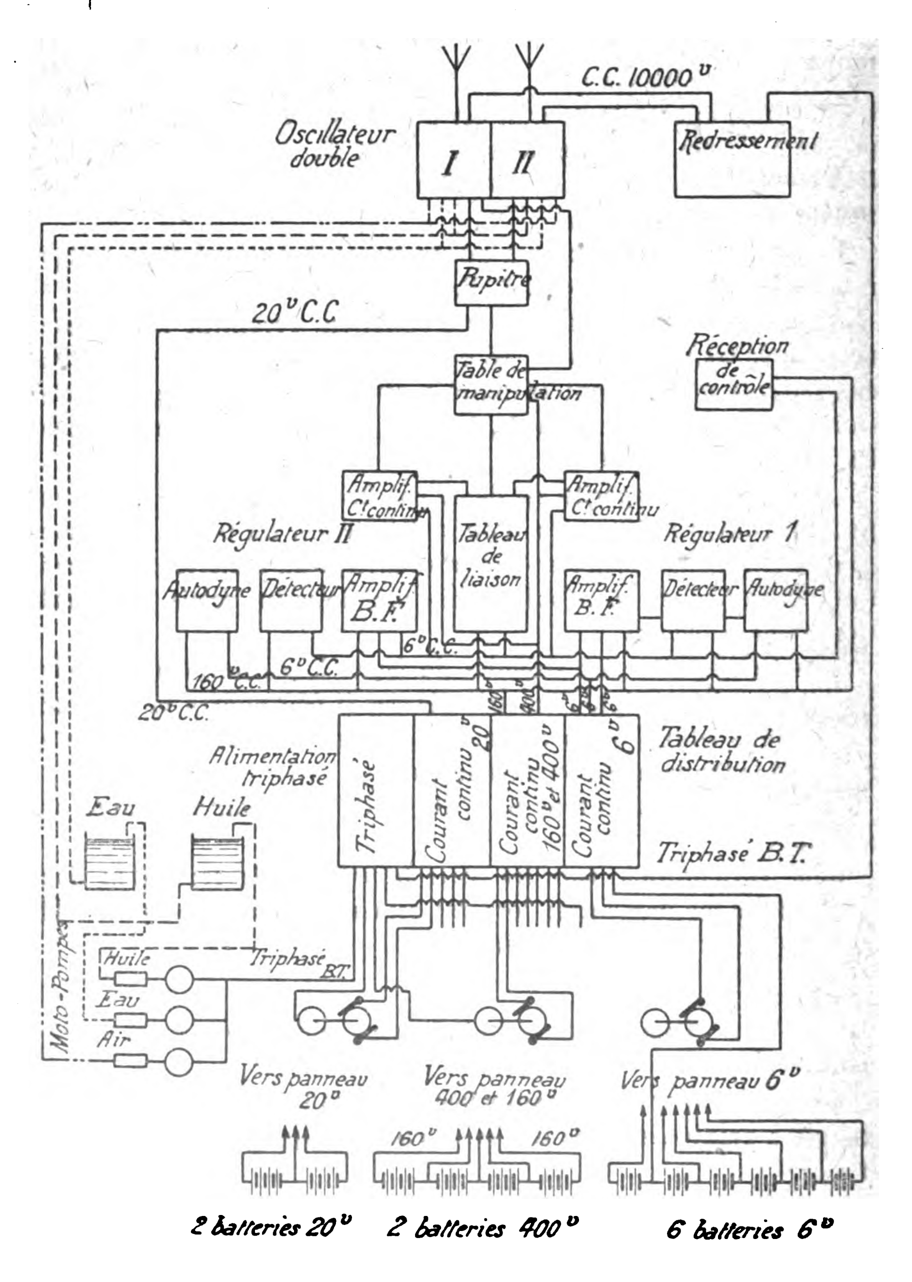


Fig. 2. — Schéma général de l'installation.

I. — Matériel d'alimentation.

L'émetteur à ondes courtes nécessite deux alimentations différentes :

— une alimentation en énergie électrique;

— une alimentation en réfrigérants divers (eau, huile, air).

Toutes les machines correspondantes sont installées dans un local indépendant séparé du bâtiment d'émission proprement dit.

Le bâtiment de l'alimentation est divisé en deux salles distinctes :

— *une salle des machines* avec les tableaux de distribution, les convertisseurs et les groupes moto-pompes;

— *une salle des accumulateurs* où se trouvent réunies toutes les batteries d'alimentation de l'oscillateur et des régulateurs (1).

A. — *Alimentation en énergie électrique.*

Le fonctionnement du système d'émission comporte 4 sources d'énergie distinctes :

a) 10 000 V à courant continu pour les tensions des plaques des triodes à circulation d'eau;

b) 20 V courant continu pour le chauffage des filaments de ces triodes;

c) 400 V et 160 V courant continu pour les tensions des plaques des lampes triodes du régulateur et de la réception de contrôle;

d) 6 V pour les filaments de ces lampes.

1. — *Tableau de distribution.* — Le tableau général comporte 4 panneaux et permet le contrôle des machines et la distribution du courant.

Panneau n° 1. — Ce panneau est réservé à l'arrivée du secteur, la distribution aux redressements, à l'éclairage et aux moto-pompes.

Panneau n° 2. — Ce panneau permet la charge et la décharge des batteries de 20 V. Deux inverseurs permettent de décharger l'une des batteries, pendant que l'autre est en charge.

Panneaux nos 3 *et* 4. — Ces deux derniers panneaux permettent

(1) Le redressement fournissant la tension d'anode est disposé dans la salle d'émission.



d'assurer la charge et la distribution des batteries à 400 V et 6 V. Comme dans le cas précédent, par le jeu d'inverseurs, une batterie est en charge pendant que l'autre est en décharge.

2. — *Batteries d'accumulateurs et convertisseurs de charge.* — Toutes les batteries sont prévues en double de telle façon qu'on puisse charger les unes pendant que les autres travaillent. La charge est effectuée à l'aide de groupes convertisseurs alimentés par le courant triphasé basse tension. Pour un oscillateur double, les batteries installées sont :

— 2 *batteries de* 20 *V* 1 000 *Ah* pour le chauffage des filaments des triodes oscillatrices;

— 2 *batteries de* 400 *V* 20 *Ah*, fournissant d'une part la tension plaque aux triodes de l'amplificateur à courant continu et, d'autre

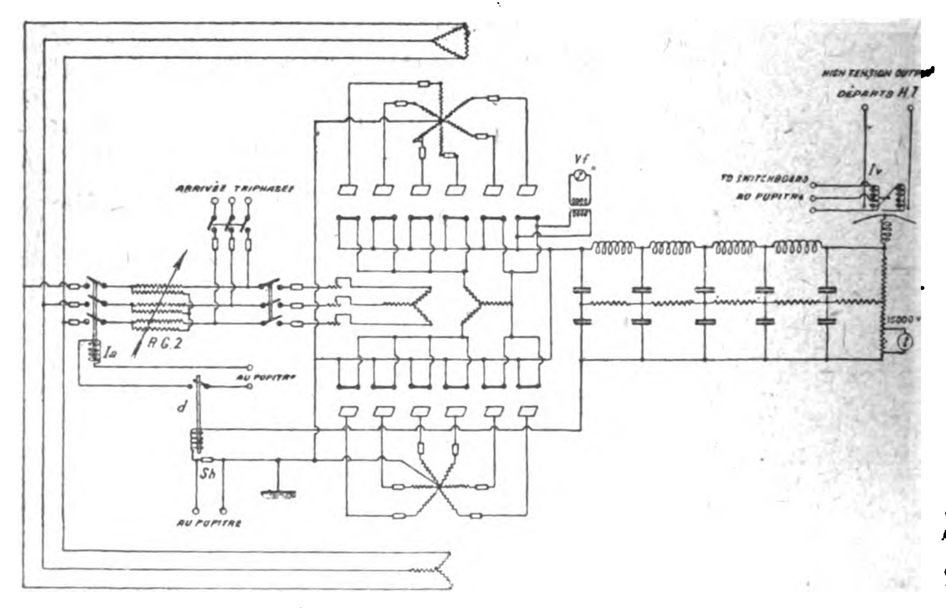


Fig. 3. — Schéma du redressement 10.000 V triduodécaphasé.

part, à l'aide de prises spéciales, la tension plaque de 160 V nécessaire aux anodes des lampes du régulateur et de la réception de contrôle.

— 6 *batteries de* 6 *V* pour le chauffage des lampes du régulateur et de la réception de contrôle.

3. — *Redressement à valves pour l'alimentation à haute tension*

de l'ensemble émetteur. — Le redressement est muni de 24 valves d'une puissance nominale de 1,5 kW.

Le redressement est muni de 24 valves d'une puissance nominale de 1,5 kW.

L'alimentation des valves est assurée (fig. 4).

a) Par deux transformateurs triphasés au primaire et au secondaire pour le chauffage des filaments.

Des rhéostats en série sur le primaire permettent d'ajuster sur les trois phases la tension des filaments.

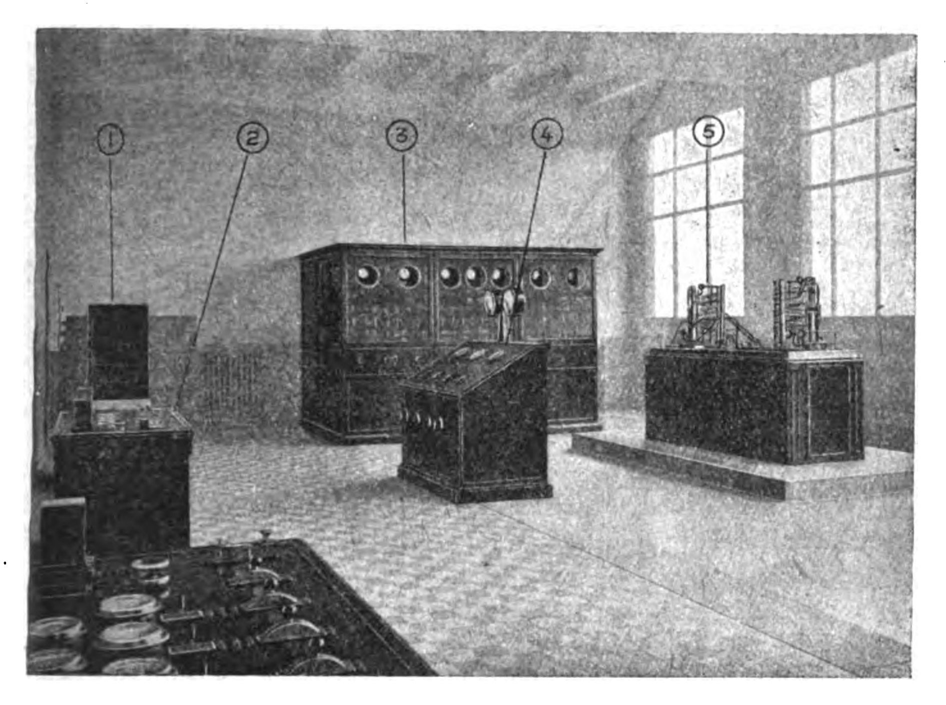


Fig. 4. — Vue générale de la station d'émission à ondes courtes projetées de Sainte-Assise.

1. Meuble d'arrivée des câbles d'alimentation.
2. Table de manipulation.
3. Meuble de redressement.
4. Pupitre de commande.
5. Emetteur double.

b) Par deux transformateurs triphasés au primaire et hexaphasés au secondaire qui fournissent la tension d'alimentation des anodes. Cette tension est du 0 décaphasée.

Un régulateur d'induction (RG_2), placé sur l'alimentation des transformateurs élévateurs de tension permet de faire varier la ten-

sion continue redressée dans les limites exigées pour les différents réglages de l'émetteur (25 %).

Le redressement est protégé des surintensités par un disjoncteur général placé sur le circuit de débit et par des fusibles disposés sur chaque phase des secondaires des transformateurs de tension d'anode.

Le circuit de débit du redressement est muni d'un filtre adoucisseur.

Sur le retour du circuit au point neutre sont disposés :

— 1 disjoncteur « d » coupant, en cas de surintensité sur le circuit de débit, le courant à 20 V d'alimentation de l'interrupteur automatique I*a*.

— 1 shunt « Sh » qui permet de lire sur l'ampèremètre du pupitre l'intensité débitée par le redressement.

— différents appareils de mesure permettent de contrôler le fonctionnement du redressement.

B. — *Alimentation en réfrigérants.*

Le refroidissement des diverses parties des émetteurs nécessite trois circulations différentes : eau, huile et air surpressé.

L'eau est utilisée pour la réfrigération des anodes des lampes.

L'huile est destinée à la réfrigération de deux selfs-inductances à fer couplées avec le circuit oscillant et dont le rôle sera indiqué plus loin.

Enfin, *l'air surpressé* est utilisé pour refroidir les différents joints verre-métal des triodes à circulation d'eau.

L'air est fourni directement par une machine soufflante. Par contre, l'eau et l'huile proviennent respectivement de deux bassins installés aux points les plus élevés de la station, de façon à obtenir une circulation de liquide par gravité. Ces bassins sont remplis automatiquement par les groupes moto-pompes.

II. — Matériel d'émission.

A. — *Ensemble oscillateur à deux lampes.*

Comme nous l'avons dit, l'émetteur est en réalité un oscillateur double composé de deux éléments distincts et symétriques. Ces élé-

ments peuvent être réglés pour osciller sur des longueurs d'onde différentes ou encore ajouter leur puissance dans l'antenne en montage parallèle ou en montage symétrique sur la même longueur d'onde.

Ces longueurs d'onde peuvent être choisies dans la gamme de 12 à 50 mètres.

L'oscillateur double est constitué par un socle en métal fondu qui supporte les deux éléments oscillateurs (fig. 5 et 6).

Chacun des éléments oscillateurs comprend :

— 1 lampe à circulation d'eau;

— 1 self-inductance triple « S3 » deux des trois self-inductances servent de conducteur aller et retour au courant de chauffage, la troi-

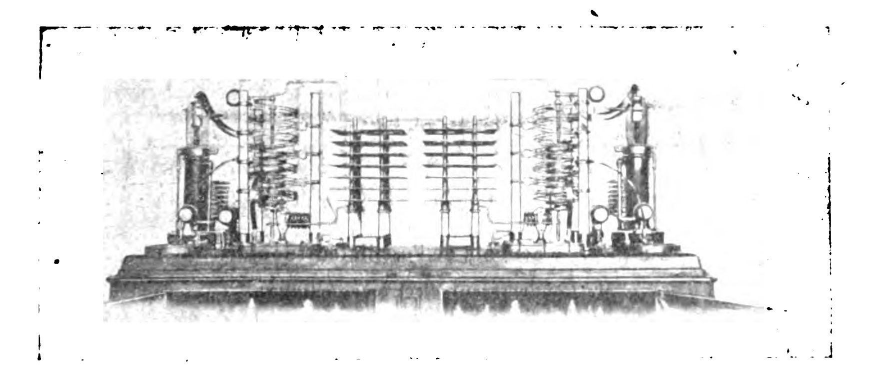


Fig. 5. — Emetteur à circuit oscillant double.

sième est connectée à la grille et constitue en réalité la self-inductance du circuit oscillant. Avec cette disposition la plaque de la lampe n'est portée qu'à une faible tension par rapport au sol, ce qui permet de réduire au minimum ces pertes dans le serpentin d'eau de refroidissement. D'autre part, le montage se prête facilement à la réalisation des très courtes longueurs d'onde.

— 1 condensateur à air « C2 » variable par prises;

— 1 self-inductance de blocage d'anode pour le courant H. F.;

— 2 selfs de blocage sur le filament;

— 1 condensateur d'anode « C1 » pour le blocage du courant continu.

En outre, une self-inductance à saturation R et un condensateur électromagnétique M, destinés à la manipulation du poste et à la

régulation de la fréquence, sont branchés en un point de la self-inductance triple.

A l'intérieur du socle de l'oscillateur sont logées les tuyauteries

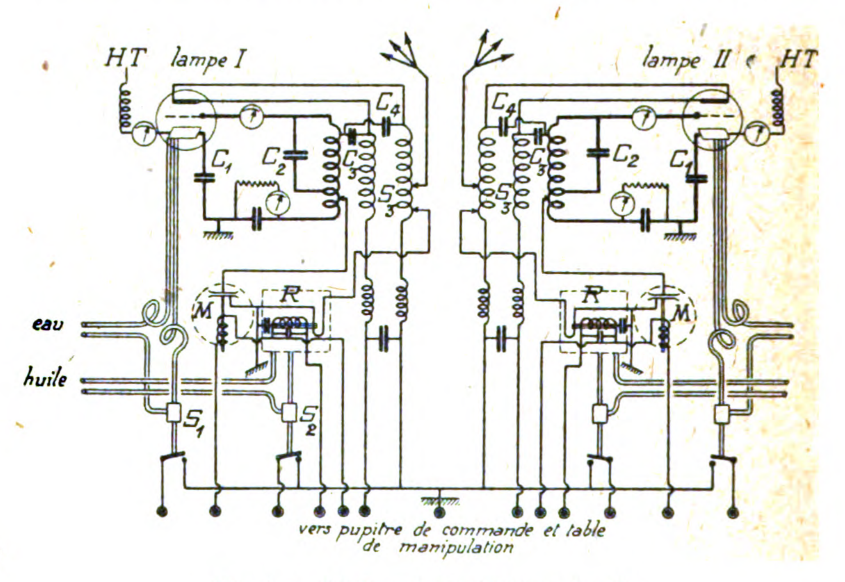


Fig. 6. — Schéma de l'oscillateur double.

M. Condensateur électromagnétique.
R. Self de saturation.

d'arrivée d'eau, d'huile et d'air avec les robinetteries et les valves de sécurité (1) dont nous verrons plus loin le rôle.

B. — *Pupitre de commande.*

Le pupitre de commande permet d'assurer par commandes automatiques l'arrêt et la mise en route de l'émission.

Les circulations d'eau et d'huile étant établies et automatiquement entretenues, les valves du redressement étant chauffées, l'opérateur peut du pupitre mettre en route la soufflerie et appliquer sur l'une des lampes ou sur deux la tension de chauffage, puis la tension plaque.

L'opérateur dispose à cet effet de quatre interrupteurs qui permettent d'assurer fig. 7 :

(1) Les sécurités sur l'eau, l'air et l'huile fonctionnent sur le débit.

1° la mise sous tension des dispositifs de sécurité sur l'alimentation en eau, en air et en huile;

2° la mise sous tension du filament des lampes;

3° la mise sous tension des plaques des oscillatrices.

Les réglages effectués une fois pour toutes, l'arrêt et la mise en route du poste peuvent se faire automatiquement par la seule manœuvre de l'interrupteur II. Tous les organes de sécurité, relais à re-

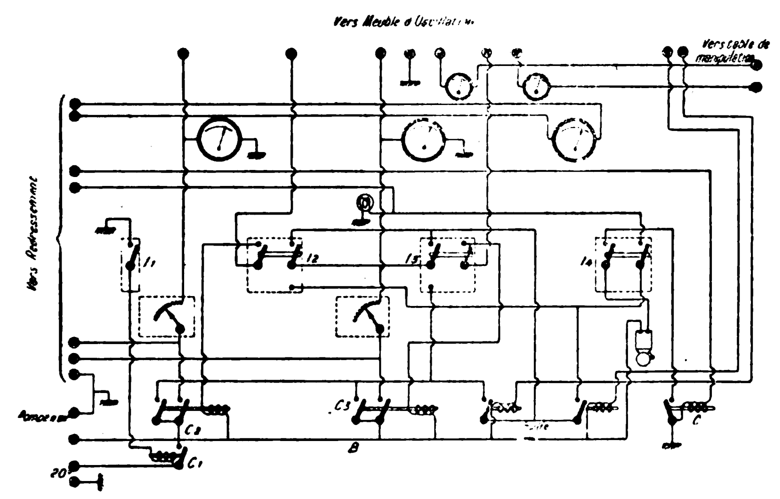


Fig. 7. — Schéma du pupitre de commande.

tardement, etc... nécessaires à ces manœuvres sont contenus dans le pupitre.

Ce dernier porte également : des rhéostats à vernier disposés sur le circuit de chauffage des filaments des lampes.

Les voltmètres de chauffage des lampes.

L'ampèremètre haute tension de débit du redressement.

Les milliampèremètres des circuits de manipulation des deux circuits oscillants.

III. — Système de régulation de la fréquence et de manipulation.

A. — *Régulateur de fréquence.*

Principe. — Le principe du régulateur consiste à asservir la fréquence de l'émetteur principal à celle d'un émetteur étalon de faible puissance à fréquence fixe, en les faisant agir simultanément sur un détecteur et en utilisant les battements ainsi obtenus pour

modifier la fréquence de l'émetteur principal suivant la fréquence de ces derniers. On parvient à ce résultat en actionnant par le courant basse fréquence (battements) issu du détecteur un amplificateur donnant une énergie croissant rapidement avec la fréquence des battements. Le courant fourni par l'amplificateur est ensuite redressé et traverse la bobine de saturation d'une self à fer dont l'enroulement haute fréquence est couplé à l'émetteur principal.

On conçoit dès lors, le principe de fonctionnement du régulateur. L'émetteur étalon étant réglé à une fréquence légèrement supérieure à celle de l'émetteur principal, si pour une raison quelconque la fréquence de ce dernier tend à augmenter la fréquence des battements baisse. Il en résulte une diminution du courant dans le circuit de saturation de la self à fer, une augmentation de la self apparente du circuit oscillant dont la fréquence propre est alors diminuée.

L'action de la self-inductance à saturation, est doublée par celle d'un condensateur électromagnétique. La distance entre les armatures de ce dernier et par suite sa capacité varient suivant le courant fourni par le régulateur. Le condensateur électromagnétique, dont le circuit de commande présente une constante de temps très élevée, est branché en dérivation sur l'enroulement à haute fréquence de la self à saturation; il corrige les variations lentes et de grande amplitude de la fréquence alors que la self à saturation agit pour corriger les variations rapides (1).

Etude du fonctionnement du régulateur en manipulation. — Le fonctionnement en trait continu se comprend aisément mais il paraît utile d'insister sur le fonctionnement de l'appareil en régime de manipulation.

Celle-ci est généralement effectuée avec contre manipulation pour aboutir à une solution plus économique.

Le dernier étage du régulateur est constitué par deux groupes de lampes 1 et 2, montés l'un et l'autre en amplificateur à courant continu et débitant, le premier, sur le circuit de saturation de la self S et le second sur l'électro-aimant de commande du condensateur électro-magnétique M (V. fig. 8).

a) *Groupe* 1. — En période de repos, l'entrée E_1E_2 de ces étages

(1) En vue de conserver dans le temps une fixité absolue de la longueur d'onde d'émission, on peut une fois celle-ci déterminée par l'expérience, adopter comme oscillateur étalon, une hétérodyne à quartz piézoélectrique.

est court circuité (position *a* du relais D) et la polarité des grilles 1 est uniquement déterminée par celle de la pile P_1 : on s'arrange pour que, dans ces conditions, le groupe 1 ne débite aucun courant.

La self à saturation prend donc sa valeur minimum et la fréquence du poste baisse d'une quantité assez considérable (10 kilocycles, par exemple).

Dès que le relais D passe sur la position de travail, une tension apparaît aux bornes de la résistance *r*, et cette tension est suffisante pour que les grilles 1 se trouvent polarisées positivement et pour que les lampes intéressées débitent.

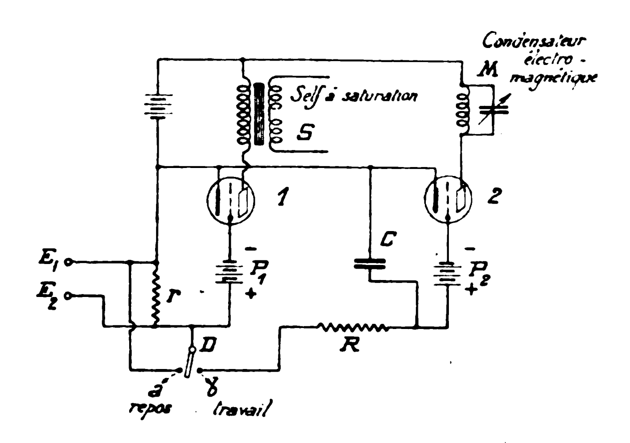


Fig. 8. — Schéma de fonctionnement du régulateur.

La forme de la caractéristique de l'amplificateur (amplitude-fréquence de battements), est telle que cette tension s'établit instantanément.

Au fur et à mesure de l'établissement du courant dans la self de saturation, la fréquence des battements décroît jusqu'à ce que l'équilibre correspondant au régime stable se soit établi.

Cette période troublée est extrêmement courte grâce à la faible constante de temps des circuits intéressés et dure moins de 1/1000 de seconde; le régime stable est donc atteint et le régulateur est prêt à agir bien avant que la palette du relais D ne se soit fixée en *b*.

L'émission des signaux se fait donc dans de bonnes conditions.

b) *Groupe* 2. — La polarité des grilles 2 est fixée par la pile P_2 et par la tension de charge du condensateur C.

Dans la position de travail de D le condensateur se charge à la tension apparue aux bornes de la résistance *r*, et la durée de cette opération se trouve déterminée par la valeur du produit cR : on s'arrange pour que ce temps de charge soit assez long.

Le courant débité par les lampes 2 sera donc fonction de la tension *r*, c'est-à-dire de la fréquence de battements dans le régulateur et toute variation de cette dernière entraînera au bout d'un temps déterminé, un déplacement de l'armature mobile de M.

On s'arrange évidemment pour qu'une augmentation de la tension *r* produise à la fois, grâce aux groupes 2 et 1, une diminution de la valeur de la capacité M et de la self S, de façon que les deux effets soient de même sens sur la fréquence d'émission.

Comme d'autre part ces effets sont décalés dans le temps, on obtient une double régulation, l'une à action rapide (self à saturation) d'une certaine sensibilité et l'autre à action lente (condensateur), mais d'une sensibilité beaucoup plus grande.

On remarquera d'ailleurs que dans les blancs de manipulation (position *a* de D) le condensateur C ne peut se décharger et, que dans ces conditions, la valeur de la capacité M ne changera pas.

Le rôle essentiel de ce dernier consiste donc à maintenir les conditions de fonctionnement de la self à saturation dans des limites déterminées quelles que soient les causes de variations de la fréquence d'émission qui peuvent agir sur celles-ci au cours d'une séance un peu longue de trafic (décharge de batteries d'accumulateurs par exemple).

La méthode de manipulation ci-dessus a l'avantage de ne nécessiter aucune précaution pour maintenir constante la charge des redresseurs d'alimentation; il est toutefois évident, que dans le cas où la présence d'une onde de contre manipulation deviendrait gênante, et où l'on serait amené à manipuler par tout ou rien en agissant sur la grille ou la plaque de l'oscillatrice, le fonctionnement du régulateur ne serait en rien affecté.

B. — *Table de manipulation.*

Elle est prévue pour recevoir deux lignes de manipulation du bureau central et porte deux groupes de chacun deux relais Baudot sur lesquels on peut réaliser, à l'aide de dispositifs spéciaux, toutes les combinaisons nécessaires à l'exploitation (fig. 9).

La manipulation a lieu comme nous venons de le voir par chan-

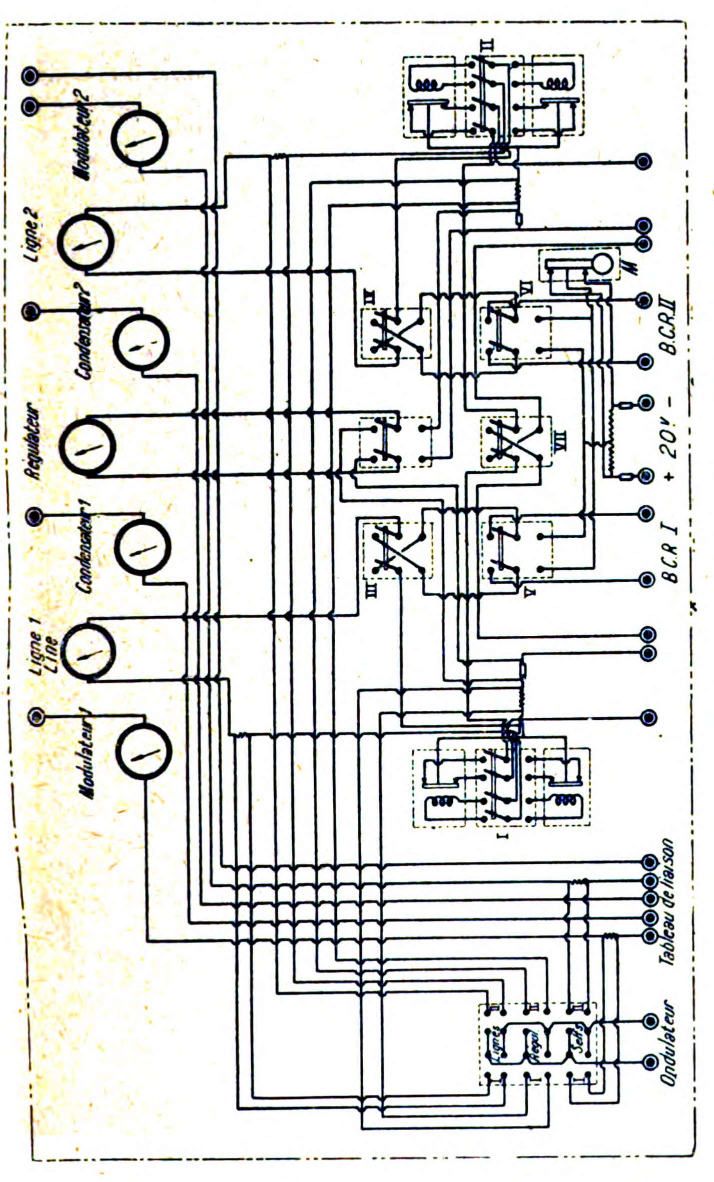


Fig. 9. — Schéma de la table de manipulation.

gement de la fréquence d'émission en faisant agir les relais Baudot sur le régulateur (relais D).

Tableau résumé de la distribution d'énergie dans une station équipée avec un émetteur double.

APPAREILS	Puissance prise au réseau par les appareils d'alimentation	Puissance absorbée par les différents éléments de l'émetteur	
Moto-pompe à eau . . .	1 kw.		
Moto-pompe à huile. . .	1 kw. 5		
Moto-pompe à air. . . .	4 kw.		
Total réfrigération.	6 kw. 5		
Convertisseur de charge des batteries de 20 V.	7 kw.	Chauffage des filaments des lampes oscillatrices.	1 kw. 65
Convertisseur de charge des batteries de 400 V.	2 kw. 5	Anodes de l'amplificateur à courant continu (400 V).	0 kw. 08
		Anodes du régulateur et de la réception de contrôle (160 V).	0 kw. 03
Convertisseur de charge des batteries de 6 V. .	1 kw.	Chauffage des filaments du régulateur, amplificateur à courant continu et réception de contrôle.	0 kw. 18
Ensemble de redressement	32 kw.	Anodes des oscillatrices. .	24 kw.
	Total. 49 kw. 0	Total. . . .	25 kw. 94

Puissance totale prise au réseau de distribution	49 kw.
Puissance totale utilisée par l'émetteur	26 kw.
Puissance antenne (sur l'onde la plus favorable)	15 kw.

IV. — Récepteur de contrôle.

Le contrôle auditif de l'émission est assuré par un récepteur comprenant une autodyne très soigneusement établie et un amplificateur basse fréquence à deux lampes actionnant un haut-parleur.

L'ensemble des appareils est disposé dans un même châssis placé dans la salle d'émission.

V. — Ensemble d'aériens.

La station d'émission à ondes courtes S. F. R. de Sainte-Assise est prévue pour fonctionner sur trois longueurs d'onde.

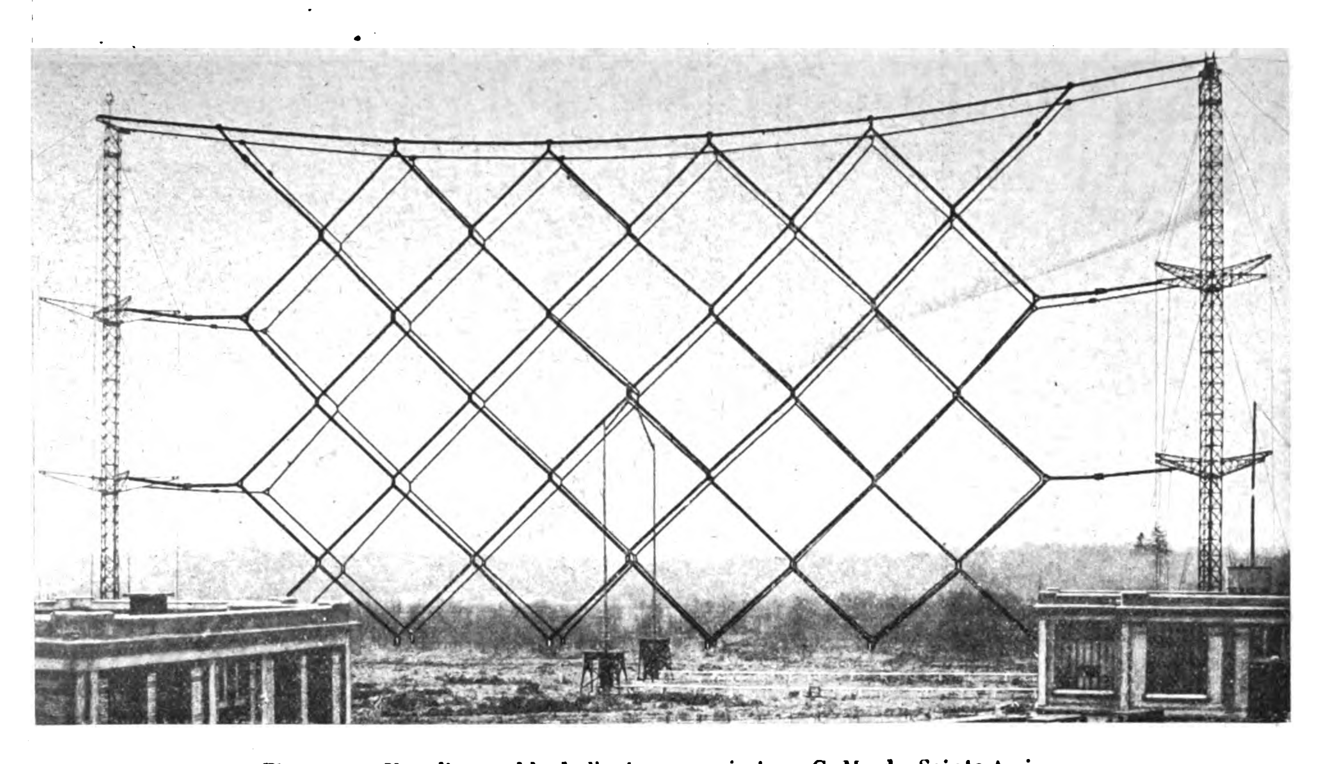


Fig. 11. — Vue d'ensemble de l'antenne projecteur C. M. de Sainte-Assise.

15 m 50 pour la liaison de jour avec Rio de Janeiro et Buenos-Ayres;
25 m pour la liaison de nuit avec Rio de Janeiro et Buenos-Ayres;
40 m pour divers services européens.

A chacune des deux premières longueurs d'onde correspond une antenne projecteur.

Seule l'antenne construite pour l'onde 15 m 50 est actuellement terminée et en service.

C'est une antenne projecteur du type C. M. entièrement imaginée et étudiée en France, dont la mise au point est récente et qui a donné des résultats fort intéressants (fig. 11).

Cet aérien se caractérise par sa grande simplicité, la facilité de sa mise en place et de son réglage.

L'antenne projecteur C. M.

L'antenne type C. M. est un aérien à effet directif particulièrement simple.

Les principes utilisés dans la réalisation des antennes directives

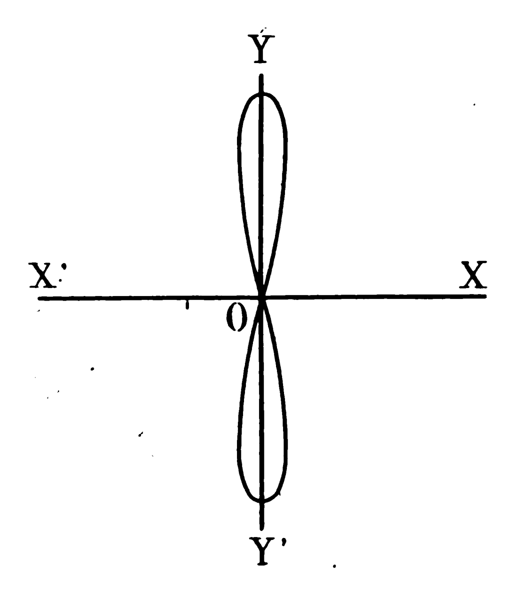


Fig. 12. — Diagramme de l'énergie rayonnée par un alignement du type 1.

sont connus depuis fort longtemps et les travaux parus à ce sujet sont nombreux. Parmi eux citons ceux de l'auteur [1] qui a étudié

(1) Voir *Radioélectricité*, 25 juillet 1924.

des combinaisons d'alignements droits transversaux et longitudinaux, et de M. Mesny (2) qui a repris la question et établi des formules chiffrant quantitativement le gain obtenu en énergie dans la direction privilégiée.

Les résultats pratiques à retenir sont les suivants :

1° Si l'on établit suivant l'axe XX′ (fig. 12) un alignement d'antennes parcourues par des courants égaux et de même phase, alignement que nous appellerons type 1, les antennes élémentaires étant espacées de moins d'une longueur d'onde, on obtient un

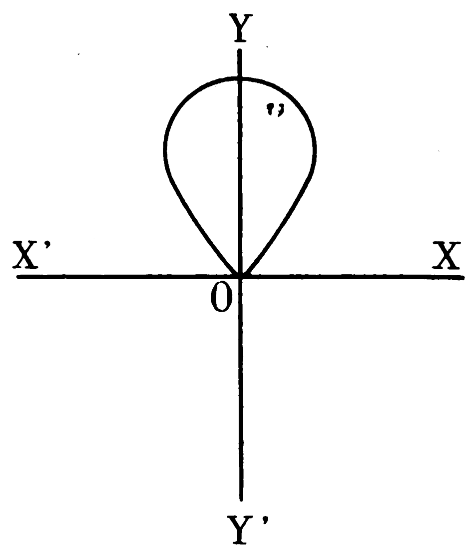


Fig. 13. — Diagramme de l'énergie rayonnée par un alignement du type 2.

double faisceau suivant les 1/2 axes OY, OY′. Ce faisceau a la forme d'un huit d'autant plus aplati que la longueur de l'alignement exprimée en longueurs d'onde est plus élevée. A côté de ce huit, on trouve des boucles dont l'importance est assez faible et va très rapidement en décroissant avec le rang qu'elles occupent. L'ensemble est équivalent à un réflecteur parabolique à double foyer reporté à l'infini, la longueur de l'alignement représentant l'ouverture de la parabole.

2° Si l'on établit suivant l'axe YY′ (fig. 13), un alignement d'antenne que nous appellerons type 2, parcourues par des courants

(2) Voir *Les Ondes électriques courtes* de Mesny, édité par « les Presses Universitaires de France ». — *Compte rendu de l'Académie des Sciences* n° 18 du 2 mai 1927 sur l'énergie rayonnée par les réseaux électromagnétiques. Note de R. Mesny présentée par le Général Ferrié.

égaux, mais déphasés d'un angle correspondant à leur espacement angulaire (c'est-à-dire déphasés de $\pi/2$ si elles sont espacées d'un quart de longueur d'onde) on obtient un faisceau simple, suivant le 1/2 axe OY ou OY' à condition toutefois que les antennes élémentaires soient espacées de moins d'une 1/2 longueur d'onde.

A nombre égal d'antennes, le faisceau est toutefois beaucoup plus large dans ce cas que dans le cas de l'alignement précédent (type 1).

Comme dans le cas précédent, ce faisceau principal est agrémenté de boucles peu importantes dont l'amplitude décroît rapidement à mesure que l'on s'éloigne de la boucle principale. Quoi qu'il en soit, on constate qu'avec ce type d'alignement on a évidemment l'avantage d'annuler la radiation à l'arrière, mais on rencontre beaucoup de difficultés à concentrer l'énergie dans un faisceau étroit. Ce type d'alignement est équivalent à un réflecteur parabolique à foyer simple reporté au sommet; l'ouverture de la parabole est alors nulle.

3° Quand on combine ces deux types d'alignements, c'est-à-dire lorsqu'on dispose les antennes élémentaires en damier, le diagramme résultant est le produit des deux diagrammes élémentaires.

On voit d'après ce qui précède que l'alignement type 1 donne facilement l'étroitesse du faisceau que l'on désire, alors que l'alignement type 2, même réduit à deux éléments annule la radiation vers l'arrière. En combinant les deux alignements on pourra donc obtenir un faisceau étroit dirigé dans un seul sens.

Si, en particulier, l'alignement type 2 ne comporte que deux antennes séparées d'un quart d'onde, on retrouve la disposition déjà employée par Franklin et comprenant un rideau antenne et un rideau réflecteur.

Les diagrammes que nous avons considérés jusqu'ici ont trait à l'effet directif dans le plan XY, c'est-à-dire dans le plan horizontal.

Or, il semble bien que seuls, les rayons émis avec une faible incidence parviennent à grande distance et qu'il soit, par suite, recommandable de donner au faisceau émis une certaine ouverture dans le plan zénithal.

Cet effet sera obtenu en constituant, en hauteur, un alignement du type 1, c'est-à-dire un alignement d'antennes en phase.

Réalisation. — De grosses difficultés techniques ont été rencontrées pour la réalisation pratique des aériens à rayonnement dirigé ou antenne projecteurs.

La mise en phase de multiples éléments ou éventuellement l'obtention des déphasages déterminés est, en effet, une opération fort délicate.

Pour y parvenir, le plus grand nombre de techniciens durent avoir recours à des antennes très compliquées, difficiles à construire et d'un réglage laborieux.

La solution adoptée dans le cas qui nous occupe, présente à ce point de vue des avantages considérables.

On sait, que si un fil rectiligne est le siège d'ondes stationnaires, on peut le décomposer en éléments dans lesquels les courants sont, soit en phase, soit en opposition de phases. Ce renversement de phase se fait aux nœuds de courant, c'est-à-dire toutes les demi-longueurs d'onde.

Il existe donc finalement sur ce fil, deux séries d'éléments dans lesquels circulent des courants de phase opposée.

Pour ne conserver que le rayonnement d'une série de ces éléments, il suffit théoriquement de replier sur eux-mêmes tous les autres éléments de l'autre série ou, ce qui revient au même de constituer ces éléments demi-ondes par des bobines de faibles dimensions géométriques. Cette solution théoriquement excellente (due à Franklin) a néanmoins un grave inconvénient, l'énergie se transmet, en effet, difficilement d'un élément au suivant, par suite de réflexions dues aux changements brusques d'impédance caractéristique. On est alors conduit, en pratique, pour obvier à cet inconvénient à étaler les bobines, à les prolonger même de parties rectilignes. Dans ce cas, la radiation due aux 1/2 ondes de phase inverse est loin d'être négligeable et le résultat recherché n'est acquis que d'une façon imparfaite.

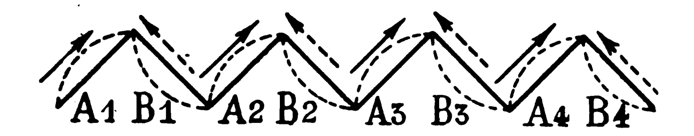


Fig 14.

Considérons au contraire (fig. 14), un fil développé en zig zag dans un plan et formé d'éléments d'égale longueur coudés à angle droit et donnons à chaque élément de fil une longueur correspondant à une demi-longueur d'onde. Supposons que le système est le siège d'ondes stationnaires. Celles-ci pourront être représentées par

le pointillé ou les flèches qui indiquent l'amplitude et le sens des courants à un moment donné. Ainsi si l'onde est bien choisie, les éléments A1, A2, A3, A4, sont parcourus par des courants en phase et les éléments B1, B2, B3, B4, sont parcourus par des courants de phase opposée. Le système est donc équivalent à deux alignements d'antennes en phase dont les plans de polarisation des deux alignements sont à angle droit.

Le fil n'offrant pas de changement d'impédance caractéristique, les réflexions sont négligeables et l'énergie peut se propager d'une extrémité à l'autre, même si le nombre d'éléments est assez considérable.

Le diagramme correspondant est naturellement plus difficile à calculer que dans le cas d'un seul alignement; il présente les mêmes caractères généraux, mais l'amplitude des petites boucles parasites est réduite. Il est à remarquer, du reste, que du fait des coudes à angle droit, les champs dus à chacun des deux alignements croisés se composent, suivant la loi des carrés, sans que l'on ait à redouter des termes en produit des deux champs qui auraient pour résultat de donner lieu à des boucles supplémentaires (cas de l'antenne unifilaire vibrant en harmonique élevé). On voit de plus, d'après la figure, que si l'axe de cheminement du fil est horizontal, le champ électrique résultant est polarisé verticalement comme avec une antenne verticale. Si, au contraire, l'axe de cheminement du fil était vertical, la polarisation résultante serait horizontale. Enfin, si les axes étaient alternativement horizontaux et verticaux, la polarisation résultante serait oblique.

Fig. 15.

Ces considérations nous ont conduit à réaliser d'abord le système simple représenté par la figure 15.

Cette antenne est la répétition en double de la figure 15 : l'énergie est amenée au milieu du système par les conducteurs *mn*. Les flèches représentent à un instant donné le sens des courants, lorsque

le système est alimenté par un émetteur symétrique branché en *m'n'*. On voit qu'un élément tel que *aa'bb'* constitue une antenne *comprenant deux demi-ondes de même signe* ce qui a pour effet d'accroître le rayonnement dans le plan zénithal. Le système d'antenne est contenu lui-même dans un plan vertical. Les conducteurs *m* et *n* étant rapprochés et parcourus, pour des points en regard, par des courants égaux et de sens opposé, rayonnent peu d'énergie. De la sorte, la ligne qu'ils constituent ne modifie pas sen-

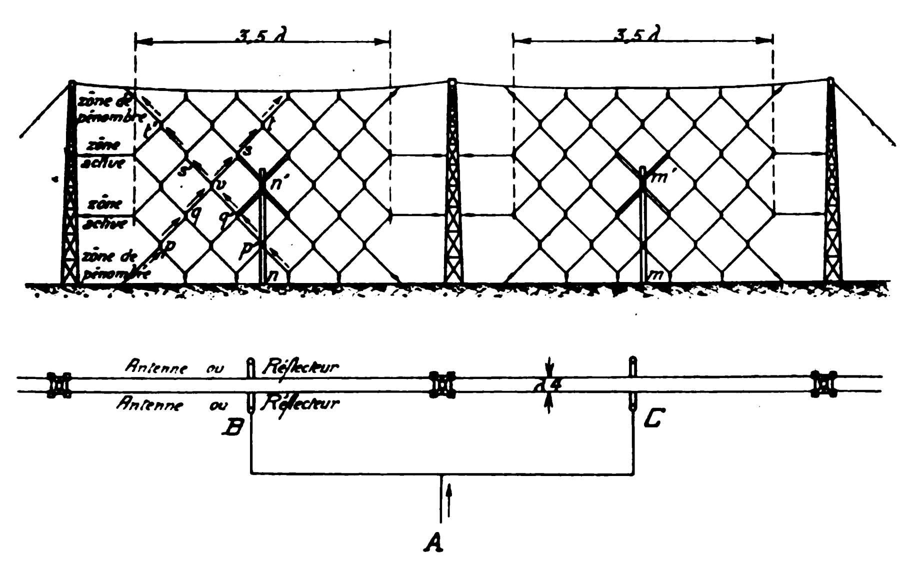


Fig 16. — Schéma de l'antenne C. M complète.

siblement les caractéristiques du système et cette ligne peut, sans inconvénient avoir plusieurs longueurs d'onde. On peut donc disposer le système d'antennes à une distance quelconque des bâtiments de la station. Néanmoins, dans le cas d'une ligne longue et d'une forte énergie à transmettre, on a intérêt à éteindre les ondes stationnaires dans la ligne d'amenée en insérant au voisinage du point d'attaque de l'antenne un ensemble transformateur convenablement calculé.

En appliquant le calcul au système de la figure 16, on constate qu'il comporte en fait 32 éléments 1/2 onde disposés de façon à réaliser deux alignements croisés de huit antennes, chacune de ces antennes comportant elle-même deux 1/2 ondes. Les antennes d'un même alignement sont de plus espacées entre elles d'une demi longueur d'onde. Le système complet occupe une longueur totale

de 5 ou 6 longueurs d'onde et le faisceau obtenu a moins de 20° d'ouverture. Pour un écart inférieur à 5° de la direction privilégiée, l'énergie reçue tombe en-dessous de la moitié de sa valeur. Enfin, l'ensemble des boucles secondaires ne représente que quelques % de l'énergie totale.

Bien que l'antenne que nous venons de décrire présente des propriétés directives déjà accentuées, l'antenne normale type C. M. est beaucoup plus développée (V. fig. 16) et permet d'obtenir des faisceaux encore plus étroits à l'émission et à la réception.

Elle comporte deux baies identiques.

En remarquant que la figure 16 représente en somme une suite d'X ou de carrés, l'antenne normale C. M. est constituée par deux étages d'X superposés.

L'alimentation se fait au milieu de chaque baie.

Pour chaque baie, les lignes d'amenée à deux fils *mn* ou *mn'* ont des longueurs égales et exactement réglées pour l'onde de service. Elles aboutissent à la boîte d'extrémité des feeders situés au voisinage du sol dans l'axe de la baie (B et C) (fig. 17).

Cette boîte contient l'ensemble d'adaptation et d'élimination des ondes stationnaires pour la ligne d'amenée venant de l'émetteur. De part et d'autre des deux rangées d'X actives, on a pévu une rangée de demis X, réalisant en quelque sorte une zone de pénombre succédant à la zone active ou éclairée. On remarque, en effet, que les zones actives induisent dans les zones de pénombre des courants de phase convenable mais d'intensité plus faible qui prolongent en quelque sorte les alignements. Cette disposition a été reconnue très avantageuse pour éviter des effets parasites dus à des inductions dans les haubans de retenue, et on peut ainsi utiliser les inductions inévitables pour renforcer l'effet à distance. Si l'on considère un fil tel que *p.q.r.s.t.* et la direction des flèches en trait plein, on voit que ce fil est équivalent à une antenne de quatre demi-ondes en phase, ces quatre demi-ondes étant d'ailleurs prolongées de chaque côté d'une demi-onde supplémentaire induite (flèche pointillée). Les pylônes du type à vergues supportent enfin deux ensembles identiques distants d'un quart de longueur d'onde. Le second ensemble, excité par induction et par conséquent parcouru par des courants décalés de $\pi/2$ en avant ou en arrière constitue écran : la radiation vers l'arrière est ainsi annulée. En permutant les deux ensembles, on peut ainsi émettre à volonté suivant les deux directions opposées de l'arc du grand cercle.

Au point de vue mécanique, une telle antenne est facile à construire et à bien tendre.

Les boîtes B et C, sont réunies au poste par deux conducteurs d'alimentation dont un est mis à la terre.

Le réglage peut être effectué en quelques heures puisqu'il se résume à la suppression des ondes stationnaires dans les deux lignes d'amenée.

Il convient de dire, pour terminer, que de petits déréglages en longueur d'onde ou en direction ne font pas perdre beaucoup du bénéfice. On pourra, par exemple, tolérer un déréglage d'environ 200 kilocycles en plus ou en moins sur des ondes de l'ordre de 25 mètres. Ceci est plus que suffisant pour superposer sur une même antenne plusieurs émissions simultanées.

Efficacité de l'antenne C. M.

1° *Directivité de la demi-antenne C. M.*

Les résultats des mesures du champ électrique effectuées à petite

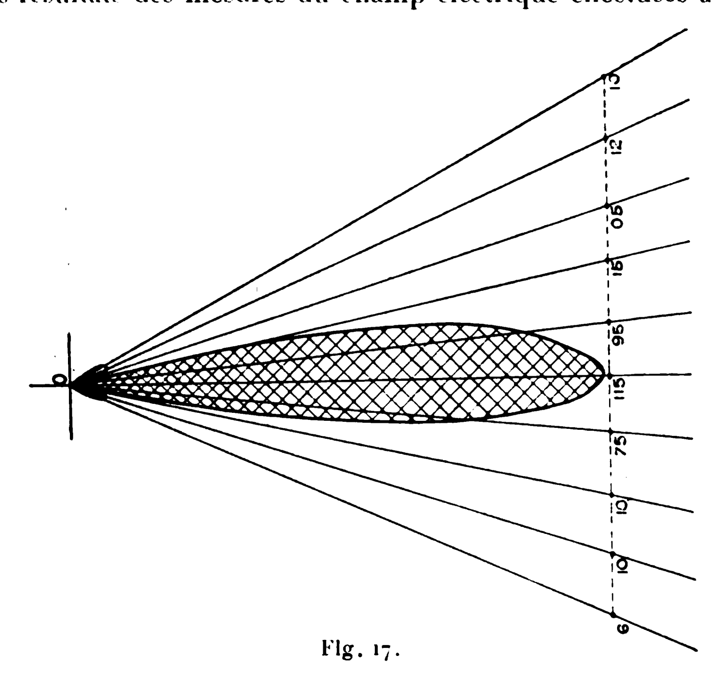


Fig. 17.

distance sont consignés sur le diagramme de la figure 17 établi en coordonnées polaires. L'angle d'ouverture du faisceau est voisin de 20 degrés.

Cet angle sera certainement réduit lorsque l'antenne sera entièrement construite et que son développement horizontal aura été doublé.

2° *Influence du réflecteur.*

Au cours de ces mesures on a pu vérifier que le champ électrique dans l'axe de l'aérien et à petite distance était multiplié et croissait dans le rapport de 1 à 1,8 lorsqu'on mettait en place le projecteur.

3° *Possibilité de renverser le sens de la projection.*

On a vérifié la possibilité de se servir alternativement de l'une ou de l'autre face de l'aérien comme *antenne* ou comme *réflecteur.* Cette propriété a en trafic, une grande importance. Il arrive fréquemment, en effet, que la réception est gênée par le phénomène *d'écho* résultant de l'interférence des ondes reçues directement avec celles ayant fait plusieurs fois le tour de la terre. Si, à ce moment, on inverse à l'émission les nappes antenne et réflecteur, c'est-à-dire si on adopte pour la communication envisagée le chemin le plus long sur le grand cercle réunissant l'émetteur ou récepteur, on supprime en général le phénomène d'écho et l'on améliore les communications.

4° *Utilisation de l'antenne C. M. à la réception.*

L'antenne C. M. a également été essayée à la réception où elle s'est révélée d'une efficacité comparable aux aériens étrangers. Son emploi permet en particulier de multiplier par 4 ou 5 la puissance des signaux reçus.

Résultats obtenus sur la liaison France-Amérique du Sud.

La nouvelle station française travaille avec l'indicatif F. W. 3 et est reçue en Argentine avec des appareils ordinaires sans dispositif spécial, et, au Brésil, sur une réception Beam System.

Au cours des essais de recette effectués du 30 janvier au 4 février 1928, on a pu vérifier que, grâce à la projection des ondes la liaison sur la seule onde de 15 m 50 pouvait être maintenue dans de bonnes conditions avec Buenos-Ayres entre 7 h. du matin et 22 h.

Il faut remarquer à ce sujet qu'avec l'émetteur à ondes courtes qui assurait jusqu'ici la même liaison, le service ne pouvait être assuré pendant cette période de temps qu'avec trois longueurs d'onde et à une vitesse beaucoup plus réduite.

Ces résultats comparatifs sont consignés sur la figure 18.

Avec Rio de Janeiro mieux équipé les résultats furent encore plus brillants et, ont montré qu'il était possible de travailler régulièrement à des vitesses dépassant 100 mots à la minute et souvent limitées par le fonctionnement des dispositifs de manipulation et d'enregistrement des Bureaux Centraux.

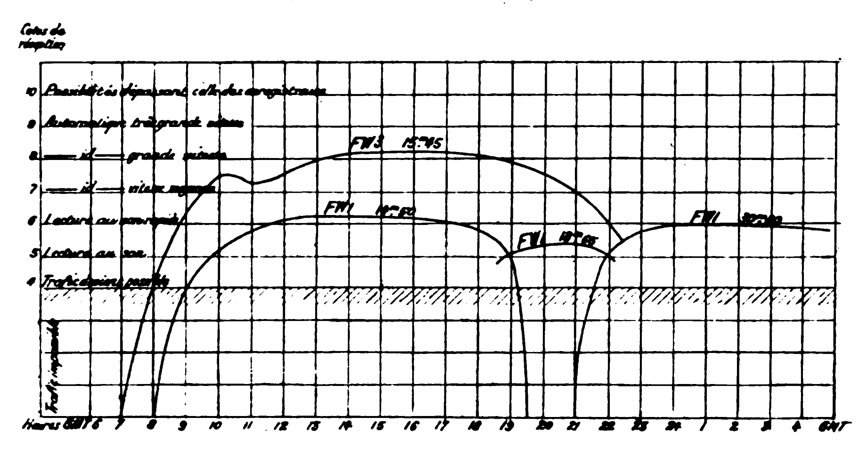


Fig. 18. — Résultats comparatifs obtenus sur la liaison Paris-Buenos-Ayres.

FW_1. Indicatif de l'ancien poste à ondes courtes.
FW_3. Indicatif du poste à ondes courtes projetées.

Ces essais permirent en outre de vérifier que l'efficacité du système S. F. R. à ondes courtes projetées était comparable à celle des systèmes étrangers sur lesquels ils présentent d'importants avantages au point de vue du prix de revient des installations et de la simplicité.

On nous permettra donc de dire que son apparition marque bien un progrès dans ce domaine.

M. Chireix

ÉTUDE D'UN GÉNÉRATEUR A ONDES COURTES

par F. FLAUD,
Lieutenant de vaisseau.

SOMMAIRE. — L'auteur étudie les divers moyens d'éviter les pertes dues au courant oscillant dans un générateur à lampes à très haute fréquence. En appliquant les règles posées, il arrive à un montage qui a donné à l'essai d'excellents résultats sur des ondes de l'ordre de trente mètres.

Le montage qui va être étudié ici a été expérimenté déjà un certain nombre de fois. Il a toujours donné de bons résultats et cela sans tâtonnements ni difficultés. Je pense, sans toutefois l'avoir vérifié par l'expérience, qu'il permettrait de descendre facilement dans la gamme des longueurs d'onde les plus courtes que l'on ait produites au moyen des triodes. Je crois, de plus, qu'il conviendrait quelles que fussent les puissances, les longueurs d'onde et les modèles de lampes employés.

I. — *Précautions à prendre.*

Il n'est pas inutile de passer d'abord en revue l'ensemble des précautions à prendre tant dans l'établissement du schéma de principe que dans la réalisation matérielle d'un générateur à très haute fréquence.

a) Il faut, par tous les moyens, éviter les dérivations dans les circuits haute fréquence, car ces dérivations peuvent créer, à côté du circuit générateur proprement dit, des circuits parasites pour lesquels les conditions d'accrochage se trouvent réalisées. La puissance utilisable se trouve ainsi répartie en pure perte entre ces divers circuits, au lieu d'être entièrement consommée dans le circuit oscillant principal et dans l'aérien qui lui est couplé. En dehors du cas d'oscillations spontanées de circuits parasites, il peut se trouver que l'un de ces circuits, fortement couplé avec le circuit principal, absorbe une puissance notable.

b) Il faut éviter soigneusement toutes les capacités parasites pour deux raisons : d'abord elles peuvent mettre en relation deux organes qui doivent rester indépendants, ensuite, ces capacités créent souvent de véritables dérivations et, par là, des circuits parasites.



c) Toutes les connexions haute fréquence doivent être très courtes à cause des réactances de self-induction qui peuvent devenir considérables quand la longueur de fil et la fréquence croissent, dans certains cas, ces réactances peuvent, comme les capacités parasites, créer des circuits dérivés gênants.

d) Les divers organes des circuits à haute fréquence (bobines condensateurs, connexions) étant toujours le siège de pertes d'énergie, il est indispensable d'en réduire le nombre le plus possible. Ceci conduit à adopter un schéma très simple.

e) Pour éviter les pertes de haute fréquence dans les circuits d'alimentation, il faut : établir entre ceux-ci et les circuits de haute fréquence une séparation aussi nette que possible, réduire les points de contact entre les uns et les autres.

Les bobines de choc étant d'un établissement assez délicat, il faudra éviter, malgré leur présence, de mettre, entre les divers aboutissements des circuits d'alimentation, des tensions de haute fréquence notables. On réduira, par la même occasion, les pertes dans les carcasses de ces bobines.

f) Enfin, dans la réalisation matérielle des postes, il faudra s'appliquer à mettre le moins possible de matériaux, tant diélectriques que conducteurs, on réduira ainsi les causes de pertes.

II. — *Critique des montages courants.*

La capacité parasite généralement la plus importante, celle que l'on ne peut supprimer, est la capacité grille-plaque de la lampe. Dans beaucoup de montage, elle crée des dérivations et, conséquemment, donne lieu à des circuits oscillants multiples : ces montages sont à éviter.

On peut voir comment les montages les plus courants remplissent les conditions énoncées plus haut.

a) Couplage par induction (Fig. 1).

La capacité interne crée une dérivation quels que soient les dispositifs de détail adoptés.

Le condensateur shunté de grille ainsi que le condensateur de fuite en shunt sur la source de plaque sont des sources de pertes.

b) Couplage par capacité (Fig. 2).

Ce montage comporte inévitablement une dérivation, même si la capacité interne de la lampe est négligeable.

Même remarque que ci-dessus en ce qui concerne les condensateurs de grille et de fuite.

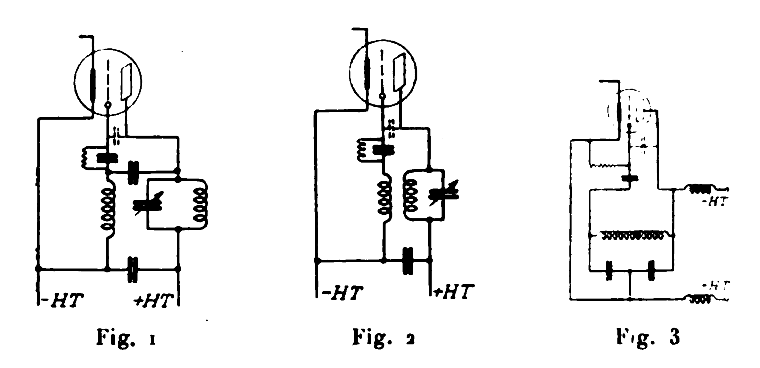


Fig. 1 Fig. 2 Fig. 3

c) Montage Colpitt (Fig. 3).

La capacité interne crée un second circuit oscillant qui se trouve fortement couplé avec le circuit principal.

d) Montage à couplage mixte dit Harley (Fig. 4).

Celui-ci ne comporte aucune dérivation, si l'on prend soin, quand il s'agit de fréquences très élevées, de rendre très courtes les connexions entre le condensateur et les électrodes de la lampe.

On voit, de plus, que ce montage emploie un minimum d'organes pour constituer son circuit haute fréquence. Il est donc simple. La capacité interne de la lampe est utilisée : sous la condition énoncée ci-dessus, elle vient simplement s'ajouter à celle du condensateur employé. Pour les très hautes fréquences, ce condensateur peut

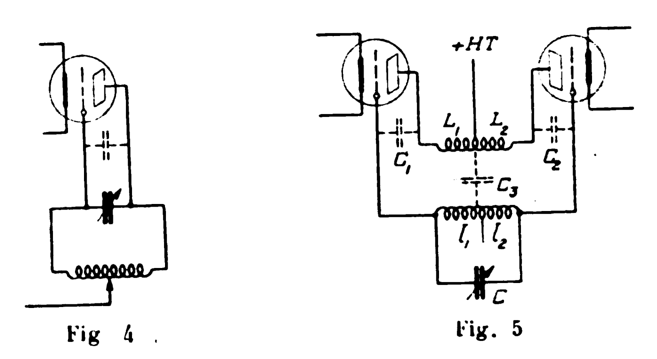


Fig 4 Fig. 5

même être supprimé, la bobine oscille alors sur la capacité de la lampe et sa propre capacité répartie.

e) Montage symétrique (Fig. 5).

Pour conserver la symétrie dans ce montage, les bobines de plaque

et de grille doivent être concentriques et se recouvrir. Cette disposition crée un véritable condensateur cylindrique dont la capacité est loin d'être négligeable. Cette capacité qui se trouve en réalité répartie tout le long des bobines a été représentée en C_3 sur la figure ci-contre. On relève sur cette figure les circuits oscillants suivants :

1) l_1, l_2, C circuit principal.
2) L_1, L_2, C_2, l_2, l_1, C_1.
3) L_1, C_3, l_1, C_1.
4) L_2, C_3, l_2, C_2.

Les conditions d'accrochage se trouvent remplies pour tous ces circuits :

J'ai réalisé un circuit analogue à L_1, L_2, C_2, l_2, l_1, C_1, il en sera question plus loin.

Quant aux 3) et 4), ce sont des circuits analogues à celui qui sera décrit au paragraphe III ; les conditions d'accrochage se trouvent réalisées et, ils ne diffèrent de ce dernier qu'en ce que l'une des conditions de fonctionnement optimum (Condition *e*) ci-dessus ne se trouve pas remplie.

Ayant réalisé un tel montage, j'ai pu constater expérimentalement l'existence de plusieurs longueurs d'onde émises, ces longueurs d'onde n'ayant entre elles aucun rapport simple, correspondaient vraisemblablement aux oscillations de ces divers circuits.

Autre montage symétrique.

Celui-ci ne diffère du précédent que par la disparition du condensateur C et l'utilisation, comme circuit principal, du circuit :

$$L_1, \; L_2, \; C_2, \; l_2, \; l_1, \; C_1.$$

Ce montage est déjà plus simple que le précédent, on n'a d'ailleurs aucune difficulté à obtenir l'accrochage, malheureusement, l'obligation d'utiliser des bobines concentriques entraîne l'existence de la même capacité C_3 et des dérivations nuisibles qu'elle crée.

J'ai cependant obtenu de bons résultats avec ce montage qui mérite d'être retenu et sur lequel j'aurai l'occasion de revenir. On se trouvera amené, en effet, à concevoir un dispositif analogue à celui-ci et à se poser la question suivante : la symétrie est-elle indispensable au bon confectionnement de ce montage.

III. — *Montage adopté.*

A cause des avantages énumérés plus haut, le montage Hartley m'a paru particulièrement intéressant. C'est donc dans cette voie que

j'ai décidé de faire de nouveaux essais, après avoir obtenu des résultats médiocres avec un premier montage symétrique (paragraphe II, alinéa *e*).

Le montage classique de ce genre est celui qui est représenté par la figure (6) ci-contre.

Tel que, ce dispositif présente les inconvénients suivants :

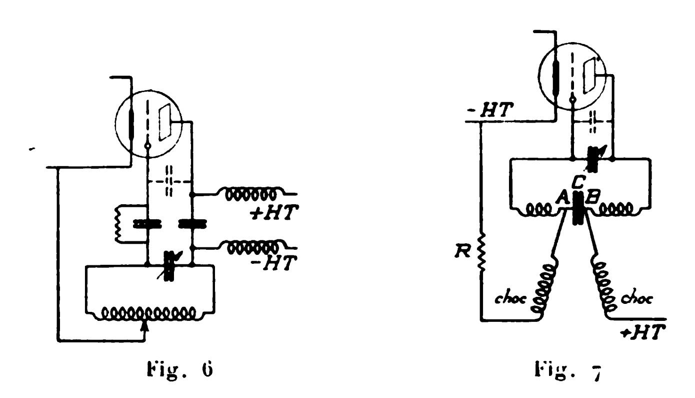


Fig. 6 Fig. 7

Liaison du circuit haute fréquence avec les circuits extérieurs en trois points.

Introduction dans ce circuit haute fréquence de deux condensateurs à diélectriques généralement solides dont l'un est shunté par la résistance de grille.

Dans le but de remédier à ces inconvénients, j'ai conçu et essayé le montage représenté figure 7 qui, comme le précédent, est un montage *série*. J'ai toujours pensé que l'alimentation série est préférable à l'alimentation dérivation : on voit mieux le courant de la source de plaque agir sur le circuit oscillant et, en tous cas, l'amorçage des oscillations est plus franc, la perturbation électrique initiale nécessaire à cet amorçage étant plus violente.

La self du circuit oscillant est coupée en A B, mais les deux parties continuent à se faire suite (bobines coaxiales, dans le prolongement l'une de l'autre), on ne laisse entre elles que l'écartement nécessaire pour éviter les claquages, en raison de la tension d'alimentation-plaque. Un condensateur de grande capacité, quelques millièmes de microfarad, est introduit dans cette coupure, de sorte que, pour la haute fréquence, le circuit n'est pas interrompu et la tension haute fréquence entre les points A et B est très faible. C'est d'ailleurs, si l'on veut, le condensateur qui shuntait la source de plaque dans le montage précédent. Les valeurs relatives

des deux selfs de plaque et de grille sont à déterminer expérimentalement, elles dépendent naturellement du coefficient d'amplification de la lampe employée.

Ce dispositif réduit, en somme, à un seul les points de contact du circuit haute fréquence avec l'extérieur.

De plus, le condensateur shunté de grille est supprimé, on utilisera simplement une résistance de grille qui se trouve reportée dans les circuits extérieurs.

Il va sans dire que, à partir d'une certaine fréquence, on se trouve naturellement amené à supprimer le condensateur variable représenté sur la figure 7, la capacité interne de la lampe et la capacité répartie des bobines étant suffisantes pour compléter le circuit oscillant.

Ce dispositif m'a donné dès le premier essai, un fonctionnement tout à fait satisfaisant, et cela sans tâtonnement ni difficultés d'aucune sorte. Je dois noter que la tension de plaque était fournie par une batterie d'accumulateurs.

Quand il s'est agi d'envisager une alimentation en courant alternatif brut à fréquence musicale, je me suis aperçu que ce montage présenterait un gros inconvénient : le condensateur C, ayant une grande capacité et se trouvant soumis à une haute tension, serait susceptible de laisser passer un courant notable débité en pure perte par la source plaque, passant par les selfs de choc de plaque et de grille et par la résistance de grille, comme on peut le voir facilement sur la figure 7, non seulement détruirait la résistance de grille qui n'est pas faite pour le supporter, mais encore, en admettant même que cette résistance ne fut pas détruite, le courant qui la parcourrait, au moment de l'alternance utile, élèverait le potentiel de grille à une valeur inadmissible.

Il fallait donc trouver une autre solution, le but étant de maintenir entre les points A et B une tension haute fréquence nulle ou très faible, tout en empêchant la source de plaque de débiter un courant notable dans l'appareil placé entre ces deux points, même pour une fréquence élevée du courant d'alimentation.

La solution est immédiate et d'une généralité satisfaisante ; il suffit d'introduire entre ces deux points une self L et un condensateur C en série (Fig. 8) tels que C ait une capacité très faible et que l'on ait :

$$LC\,\omega^2 = 1$$

ω étant la pulsation correspondant à la longueur d'onde employée.

J'ai immédiatement mis ce dispositif à l'essai, à la place du

condensateur primitif à diélectrique solide sur le poste à alimentation continue : le fonctionnement a été le même, sinon meilleur. On peut d'ailleurs remarquer que, si le nouveau condensateur C est à air, par conséquent sans perte appréciable, par contre, l'introduction de L entraîne une perte de puissance. A ce point de vue, il peut y avoir compensation approximative et le fonctionnement, toutes choses égales d'ailleurs, doit être à peu près le même dans les deux cas.

D'ailleurs, par la suite, j'ai été amené à augmenter les selfs de grille et de plaque de façon à supprimer L en connectant les circuits d'alimentation en deux points équipotentiels, ce qui m'a conduit au schéma de la figure 9.

Les selfs de grille et de plaque se font toujours suite : même dia-

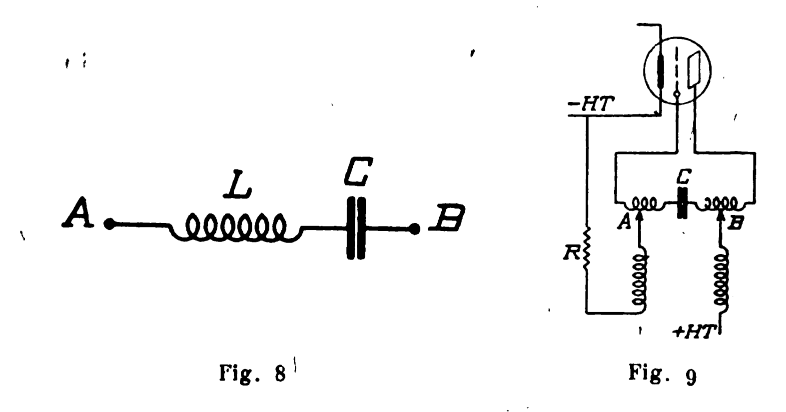


Fig. 8 Fig. 9

mètre de spires, même pas d'enroulement. La distance qui les sépare est celle qui est nécessaire pour éviter les claquages de la haute tension.

Les points A et B sont équipotentiels en ce qui concerne la haute fréquence. On trouve donc, en somme, en série, tous les éléments nécessaires pour constituer deux circuits oscillants (en tenant compte des inductions mutuelles entre les diverses portions de selfs) accordés sur la fréquence employée.

La tension qui existe entre les extrémités voisines des selfs de plaque et de grille comprend : la tension de la source de plaque, plus la valeur absolue de la tension négative de grille, plus la tension haute fréquence $\frac{I}{C\omega}$ aux bornes du condensateur C. Il faut donc prévoir une bonne marge de sécurité au delà de la distance explosive correspondant à la tension d'alimentation plaque.

On ne trouve, dans ce montage, aucune dérivation, condition (*a*).

La capacité interne de la lampe se trouve utilisée, de plus, par une réalisation matérielle soignée, on peut facilement éviter toute autre capacité parasite, condition (*b*).

Les points de contact entre le circuit haute fréquence et les circuits extérieurs sont réduits à deux et ces deux points sont au même potentiel haute fréquence, condition (*e*).

Le schéma est d'une grande simplicité, condition (*d*).

Les conditions (*c*), (*e*) et (*f*) seront réalisées par le choix judicieux des emplacements relatifs des divers organes, et par une indispensable légèreté dans la construction de l'ensemble.

Il y a lieu de remarquer que, si les deux bobines de choc sont soigneusement établies et arrêtent sans trop de pertes les courants de haute fréquence, on peut mettre entre les points A et B une tension haute fréquence notable sans modifier sensiblement le fonctionnement du générateur. C'est bien ce que l'expérience montre : lorsque l'on déplace légèrement les prises d'alimentation de plaque et de grille sur les selfs correspondantes, les résultats obtenus restent sensiblement les mêmes dans une certaine marge.

Remarquons aussi en passant, que si l'on amène les points de connexion A et B aux bornes du condensateur C, on se trouve devant un circuit analogue aux 3) et 4) du paragraphe II, alinéa (*e*) ci-dessus. Les conditions d'accrochage restent remplies, mais la tension haute fréquence mise entre ces points de connexion est loin d'être négligeable.

*
* *

En somme, dans ce montage, comme dans tous ceux du même genre on peut dire que la lampe joue simplement le rôle d'une *capacité à résistance négative*. Cette simple remarque m'a conduit à penser qu'il y aurait sans doute avantage à remplacer la capacité C (Fig. 9) qui a une valeur très faible, par une capacité à résistance négative, c'est-à-dire par une lampe. Au moment où cette idée m'est venue, je n'avais plus rien sous la main pour faire l'essai de cet autre montage. Mais il est visible que ce dernier se rapproche beaucoup du montage symétrique dont il a été question plus haut (paragraphe II, alinéa (*f*). Il en diffère cependant en ce qu'il n'est pas symétrique, même si l'on emploie deux lampes semblables : en effet, les selfs de plaque et de grille sont « en bout », coaxiales, mais ne se recouvrent pas. Cette disposition empêche toute symétrie. La

capacité parasite C_1 (Fig. 5) n'existe plus, ou du moins, se trouve extrêmement réduite : au lieu du condensateur cylindrique que l'on a dans le montage symétrique, on se trouve en présence de deux selfs assez éloignées l'une de l'autre, d'autant plus que la tension d'alimentation est plus élevée, et se regardant par la tranche.

Malgré que les circonstances ne m'aient pas permis jusqu'ici de faire l'essai de ce montage, je suis persuadé qu'il donnerait de bons résultats ; au lieu d'un organe absorbant, on introduit dans le

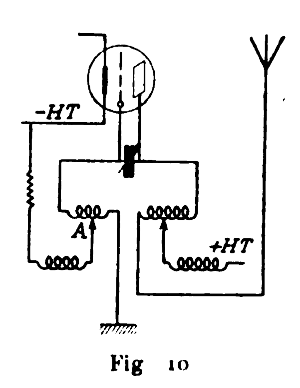


Fig 10

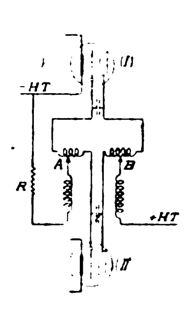


Fig. 11

circuit une nouvelle source d'énergie, et cela presque sans complications dans les installations. La symétrie parfaite ne serait donc pas nécessaire dans les montages dits « symétriques ».

On peut même concevoir, avec ce poste, un fonctionnement à puissance réduite, en effet, la lampe (II) (Fig. 10) peut être éteinte sans que le fonctionnement du poste soit troublé, elle continue à jouer le rôle d'un condensateur.

Moyennant l'adjonction d'un condensateur convenable monté en parallèle sur les électrodes (grille et plaque) des lampes, le montage de la figure 9 convient aussi bien pour les grandes longueurs d'onde que pour les ondes courtes, il constitue donc une solution générale du poste à lampes.

En ce qui concerne les postes à ondes longues dont les aériens ont toujours une résistance assez faible, contrairement à ce qui se passe pour les ondes courtes, on peut, au lieu d'user du montage à deux circuits couplés, introduire cette résistance directement dans le circuit oscillant. Le condensateur C est alors remplacé par le système antenne-terre (ou contrepoids) ce qui conduit au dispositif de la figure 11, avec adjonction si nécessaire d'une self ou d'un condensateur d'antenne. On arrive encore, comme je le fais remar-

quer plus haut, à deux circuits dont tous les éléments sont mis en série : 1) partant de A, passant par la lampe et le condensateur qui la shunte pour aboutir en B ; 2) partant de A vers la terre et de l'antenne vers B en passant, s'il y a lieu, par les appareils de poste (self et capacité d'antenne). Il y a lieu de remarquer d'ailleurs, qu'à cause des mutuelles entre les diverses portions de bobines, il serait impossible de séparer ces éléments en deux circuits distincts sans en modifier les périodes propres. Il n'y a, de toutes façons, qu'une seule fréquence possible.

F. Flaud.

EMISSION ET RÉCEPTION PAR UN RÉCEPTEUR A SUPER-RÉACTION

Par M. G. BEAUVAIS

Agrégé de l'Université.

SOMMAIRE. — Dans cet article, l'auteur étudie l'influence qu'exercent l'un sur l'autre deux postes de réception, suivant le montage en superréaction. Ces postes s'entendent mutuellement, ce qui permet d'établir des communications par ce système. Il y a cependant des particularités dans ce genre de liaison; l'auteur les étudie, ainsi que les remèdes à y apporter.

Lorsqu'on se sert de postes à super-réaction pour recevoir des ondes très courtes, on constate que si deux postes écoutent la même transmission, ils s'entendent mutuellement, ce qui n'est souvent pas sans causer quelque gêne pour l'emploi de ce genre de postes de réception.

Le mécanisme de cet effet est le suivant : on sait que lorsqu'un poste de super-réaction est en fonctionnement, des oscillations s'amorcent dans le circuit oscillant du poste pour s'éteindre immédiatement après, et cela un nombre de fois par seconde égal à la fréquence du circuit de modulation, par exemple 10 000 fois par seconde.

La réception par le poste à super-réaction est d'ailleurs due à la détection, par le poste lui-même, des oscillations précédentes dont le régime est variable et dont l'amplitude maxima est fonction de l'amplitude des ondes reçues.

On sait, en effet (1), que sous l'action du circuit modulateur à fréquence inaudible, l'on doit considérer que la résistance du circuit oscillant du poste est, au cours d'une période de modulation, successivement positive, nulle, négative, pour redevenir enfin positive; et que les oscillations qui s'amorcent dans le circuit oscillant et dont les amplitudes augmentent constamment pendant la durée où la résistance de ce circuit est négative, ont une amplitude proportionnée à celles qu'avaient les oscillations imposées dans le circuit oscillant sous l'influence des ondes reçues pendant l'espace

(1) *O.E.*, **4**, mai 1925, 175-200.

de temps où la résistance de ce circuit était de valeur très petite ou nulle.

On peut donc dire qu'au cours d'une période du circuit modulateur, le poste n'agit en récepteur et n'est sensible aux ondes incidentes que pendant le temps où la résistance du circuit oscillant est petite ou nulle, tandis qu'il agit en oscillateur pendant la période suivante.

Même lorsque le poste ne reçoit rien, des oscillations s'amorcent et s'éteignent périodiquement dans son circuit oscillant avec une amplitude variable et le plus souvent très faible.

Le poste à super-réaction agit donc comme un émetteur rayonnant dans l'espace des trains d'ondes qui se succèdent périodiquement avec une fréquence égale à celle du circuit modulateur.

Bien que ces différents trains d'ondes de très faible puissance n'aient pas des amplitudes maxima égales, ils n'en agissent pas moins sur un autre récepteur, et cela d'autant plus facilement que ce récepteur est plus sensible, ce qui est le cas des récepteurs à super-réaction; dans ce dernier cas la réception va prendre une forme particulière due à des phénomènes stroboscopiques entre les systèmes modulateurs des deux récepteurs. Si ces systèmes modulateurs ont des fréquences légèrement différentes, il arrivera que les trains d'ondes émis par le premier récepteur pourront arriver à une phase ou à une autre du fonctionnement du poste récepteur à super-réaction. Si le train d'onde arrive à un moment où le récepteur est sensible, il sera reçu, mais s'il arrive au moment où le récepteur n'est pas sensible, il ne sera pas reçu. La fréquence des signaux reçus sera par conséquent donnée par la stroboscopie du système modulateur du poste jouant le rôle de poste émetteur, par le système modulateur du deuxième poste marchant en récepteur cherchant à recevoir le premier. On entendra donc dans ce dernier un son musical dont la hauteur est égale à la différence des fréquences de ces deux systèmes modulateurs; on pourra par suite changer la note de réception en changeant la fréquence de modulation, soit de l'émetteur, soit du récepteur. On pourra même empêcher que les deux récepteurs ne se gênent à la réception en cherchant à recevoir un poste éloigné, rien qu'en accordant très rigoureureusement à la même fréquence les systèmes modulateurs des deux récepteurs. Malheureusement, c'est là un réglage qui ne se maintient pas facilement et qui rend par suite cette méthode délicate.

Un autre phénomène extrêmement curieux se produit lorsque deux récepteurs à super-réaction s'écoutent mutuellement sur des ondes très courtes, comme cela arrive si l'on veut se servir de chacun des récepteurs successivement comme émetteur pour correspondre avec l'autre poste agissant à ce moment comme récepteur, ce qui est possible d'après ce que nous venons de voir plus haut.

Ce phénomène est le suivant : Supposons que le premier poste A restant sur un certain réglage, le deuxième poste B cherche à l'entendre et y arrive en manœuvrant le réglage de son circuit oscillant. A ce moment B entend A, mais A n'entend pas B. Pour y arriver, A devra modifier le réglage de son circuit oscillant; il y arrivera d'ailleurs très facilement *en diminuant légèrement* sa longueur d'onde; mais lorsque A aura effectué cette manœuvre B ne l'entendra plus; pour retrouver A, B sera forcé de modifier de nouveau son réglage *en diminuant* lui aussi sa longueur d'onde, mais alors A ne l'entend plus de nouveau et pour retrouver B, A sera forcé *de diminuer* encore sa longueur d'onde et ainsi de suite, chacun des postes devant *diminuer* chaque fois sa longueur d'onde pour retrouver l'autre.

Le même phénomène se produit lorsqu'on veut combiner un poste à ondes très courtes de façon que les mêmes lampes et le même circuit oscillant servent successivement à faire de l'émission (téléphonique par exemple) et de la réception en super-réaction. Si l'on se contente, sans plus, de faire les commutations nécessaires à la modification du poste pour passer de l'émission à la réception et inversement, on constate que les deux postes ne s'entendent pas, car tout se passe comme si l'émission se faisait sur une onde plus courte que celle sur laquelle le poste était réglé l'instant précédent où il agissait comme récepteur. Pour pouvoir obtenir une liaison bilatérale sans avoir à retoucher à chaque instant au circuit de haute fréquence, il est nécessaire que le combinateur servant à passer du fonctionnement « émetteur » au fonctionnement « récepteur » agisse, non seulement pour modifier le montage du poste, mais encore agisse sur le circuit oscillant lui-même de façon à ce que pendant le fonctionnement du poste en réception, soit la capacité, soit la self du circuit oscillant se trouve diminuée de la quantité voulue pour recevoir le correspondant et reprenne sa valeur primitive pendant le fonctionnement du poste en émetteur.

Le moyen le plus simple pour y arriver consiste à disposer une

boucle de fil couplée d'une manière variable à la self du circuit oscillant du poste.

Cette boucle complètement isolée se trouve court-circuitée sur elle-même pour former un circuit fermé par la manœuvre du combinateur établissant les commutations nécessaires au fonctionnement en réception, tandis qu'elle se trouve ouverte par la manœuvre inverse ramenant le poste au fonctionnement en émission.

Cette boucle lorsqu'elle est ouverte n'a pas d'action sur le circuit oscillant, tandis que si elle est fermée, elle agit pour diminuer la self du circuit oscillant, et cela d'autant plus qu'elle est couplée plus fortement avec lui.

Il est donc facile par la manœuvre du couplage de cette boucle, qui n'agit que dans la position réception, de se régler de telle sorte que le combinateur fasse non seulement les modifications du poste nécessaires pour passer d'émission à réception avec les mêmes lampes et le même circuit oscillant, mais encore effectue les changements de longueurs d'onde nécessaires pour contre-balancer le phénomène exposé plus haut.

On arrive ainsi à pouvoir passer d'émission à réception et inversement par la simple manœuvre d'un bouton sans n'avoir plus aucune retouche à effectuer sur l'accord du circuit oscillant.

G. Beauvais

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T.S.F.

Assemblée générale ordinaire.

Réunion du 17 Avril 1928.

La séance est ouverte à 8 h. 45 sous la présidence de M. Jouaust.

La parole est donnée à M. le Secrétaire général pour lecture du rapport général de l'exercice 1927.

RAPPORT GÉNÉRAL DE L'EXERCICE 1927.

« Messieurs,

« Nous avons l'honneur de vous soumettre l'exposé de notre gestion pendant l'exercice écoulé.

« Les communications faites à notre Société dans le courant de cette année, ont continué à présenter le caractère nettement technique et scientifique qui correspond au but que nous imposent nos statuts, et nous avons lieu de nous féliciter de l'assiduité de nos collègues à suivre les réunions. Cette grande salle est toujours bien garnie et parfois les retardataires ont peine à se frayer un chemin vers une place assise.

*
* *

« L'ensemble des articles et analyses contenus dans les six premiers volumes de *l'Onde Electrique* constitue maintenant une documentation aussi riche qu'utile aux techniciens ; aussi avons-nous décidé d'en publier cette année une table complète analytique et par noms d'auteurs. Nous pensons que cette table, qui facilitera les recherches, sera appréciée.

*
* *

« Le cours de radio électricité, créé au Conservatoire des Arts et Métiers grâce à l'initiative de notre Société, continue à prospérer ; le nombre des élèves ayant suivi les manipulations s'est élevé en 1927 à 240. Les ressources dont on dispose maintenant pour l'organisation de ces cours sont devenues suffisantes pour les alimenter normalement et nous avons pu supprimer cette année la subvention

de 2.000 francs que notre Société leur accordait. Nous avons tenu cependant à offrir une indemnité de 1.000 francs au préparateur, M. Lefrand, dont l'activité et le dévouement ont donné aux manipulations un développement inespéré ; nous vous demandons d'y joindre aujourd'hui vos félicitations.

*
* *

« Nous avions songé l'an dernier à créer un ou plusieurs prix importants destinés à récompenser des travaux techniques ou scientifiques de mérite, de façon à stimuler le zèle des chercheurs et à les engager à s'attacher aux travaux d'intérêt général que les récents progrès de la radio-électricité ont suscité. Mais après examen nous avons préféré remettre ce projet à cette année pour savoir quel serait le résultat donné par l'augmentation des cotisations. Nous allons reprendre l'examen de cette question.

*
* *

« Comme vous le verrez par le rapport du Trésorier, la situation financière de la Société continue à être bonne ; mais il n'en est ainsi qu'en raison de l'esprit d'économie scrupuleuse qui nous a toujours guidés. Pour développer notre action comme il convient il faudrait augmenter nos ressources. Deux ou trois cents membres de plus, un appui financier effectif de toutes les industries qui ont intérêt au développement de la radioélectricité et des personnalités qui veulent aider au développement de la science française nous permettraient d'élargir singulièrement le cadre de notre activité. Nous vous demandons de nous apporter votre concours pour obtenir ces nouveaux appuis ».

Ce rapport est approuvé à mains levées. Le secrétaire général lit ensuite le rapport du trésorier, M. Colmant, empêché d'assister à la séance.

RAPPORT DU TRÉSORIER.

« Messieurs,

« Nous avons l'honneur de vous présenter la situation financière de notre société pendant l'exercice écoulé.

« L'état des recettes et des dépenses de l'année 1927, s'établit comme suit :

Recettes.

Versements des membres bienfaiteurs.	1 000
Versements des membres à vie.	1 425
Cotisations annuelles	31 118 03
Recettes diverses	12 436 30
Soit un total de.	45 979 33

Dépenses.

Publications	24 515 85
Frais de réunions	4 364 70
Subventions	1 000
Frais généraux et divers.	8 663 50
Matériel acquis	3 105
Soit un total de	41 649 05

« En vertu de l'article 12 des statuts, le fonds de réserve, correspondant aux versements des membres bienfaiteurs et à vie, doit être placé au nom de la société en rentes nominatives sur l'Etat ou des Chambres de Commerce des départements, des colonies ou des protectorats.

« En conséquence, nous avons acheté des rentes françaises 4 % pour la somme de 2.437 fr. 15.

« Le report à nouveau atteint cette année est de 36.316 fr. 58, en augmentation de 4.998 fr. 13 sur celui de l'an dernier.

« Le bilan, au 31 décembre 1927, s'établit donc comme suit :

Bilan de l'année 1927.

Actif.

Frais de constitution	1
Portefeuille au 31 décembre 1927	44 056 70
Achat de rentes (8 février 1928)	2 437 15
Comptes courants, fin 1927	21 025 58
Débiteurs divers	3 219
Matériel de la Société.	3 105
	73 844 43

Passif.

Réserve statutaire au 31 décembre 1926	23 425
Réserve statutaire pour 1927	2 425
Créanciers divers.	11 677 75
Report à nouveau.	36 316 68
	73 844 43

La parole est ensuite donnée à M. Béauvais, Commissaire aux Comptes, qui lit le rapport rédigé d'accord avec les autres commissaires aux Comptes.

Rapport des Commissaires aux Comptes

« Messieurs,

« Nous avons procédé à l'examen et à la vérification des écritures de la comptabilité en nous faisant présenter tous documents nécessaires.

« Il ressort de ces écritures que (sous réserve de l'approbation de votre Assemblée) le bilan s'établit au 31 décembre 1927 de la manière suivante :

Actif.

Frais de constitution	1
Portefeuille au 31 décembre 1927	44 056 70
Achat de rente (8 février 1928)	2 437 15
Comptes courants (Banque et chèques postaux)	21 025 58
Débiteurs divers	3 219
Matériel appartenant à la Société	3 105
	73 844 43

Passif.

Réserve statutaire	25 850
Créanciers divers	11 677 75
Report à nouveau	36 316 68
	73 844 43

« La Société possède donc en plus de sa réserve statutaire, représentant les versements des membres à vie et bienfaiteurs et qui se monte à 25.850 francs, un capital disponible de 36.316 fr. 68.

« Elle continue donc à poursuivre un développement régulier avec une très bonne situation financière.

« Nous sommes heureux de remercier en votre nom, notre Secrétaire Général, M. Mesny et notre Trésorier M. Colmant, qui mènent ainsi à bien notre Société.

« Nous vous proposons donc de donner votre approbation au bilan et aux comptes de l'exercice 1927, tels qu'ils vous sont présentés par le Conseil de la Société. »

L'approbation des comptes est alors votée à mains levées. M. Lalle-

mand, empêché, n'ayant pu assister à la séance, M. Jouaust prononce ensuite l'allocution suivante :

« Messieurs,

« Notre année statutaire prend fin ce soir. L'usage veut qu'en pareil cas le président sortant présente à l'auditoire le nouveau président. Malheureusement, votre président sortant, M. Lallemand, n'a pu venir présider ce soir notre séance ; c'est donc à moi qu'incombe le soin de vous présenter M. Maurain, Directeur de l'Institut de physique du globe et Doyen de la Faculté des Sciences de l'Université de Paris. La tâche m'est particulièrement agréable, car il y a plus de vingt ans que j'ai fait la connaissance de M. Maurain, dans le laboratoire d'une Faculté des Sciences de province où il y arrivait comme jeune maître de conférences et où j'étais encore étudiant, et depuis, j'ai pu, à maintes reprises, apprécier ses qualités de savant et d'homme privé.

« M. Maurain, quoique ses premiers travaux aient été consacrés au magnétisme, était destiné à présider un jour la Société des Amis de la T. S. F. Sa thèse de doctorat n'a-t-elle pas porté sur l'action des courants induits sur l'aimantation du fer, ce point bien important aujourd'hui dans la radiotechnique. Peu après, M. Maurain fut le premier à donner l'explication correcte de l'action des courants de haute fréquence sur l'aimantation du fer. A cette époque, on faisait grand bruit autour de certains détecteurs magnétiques inventés par Marconi. Piccardo Arro, Ewing, avaient construit des appareils à peu près identiques, mais le principe de fonctionnement de ces appareils était totalement inconnu. On parlait vaguement d'une action des courants de haute fréquence sur le traînage magnétique. Les résultats étaient contradictoires : tantôt les courants de haute fréquence diminuaient l'aimantation, tantôt ils l'augmentaient. Il appartenait à M. Maurain, dans un important mémoire sur les courbes normales d'aimantation, d'expliquer simplement tous les phénomènes constatés.

« Je n'ai point l'intention de vous passer ici en revue ses nombreux travaux. Je vous dirai simplement, qu'après s'être pendant quelque temps occupé d'aérodynamique à l'Institut de Saint-Cyr, il a pris la direction de l'Institut de physique du globe et par suite il a été amené à s'occuper de questions connexes à celles qui préoccupent les radiotélégraphistes.

« Nous savons aujourd'hui à n'en pas douter que les phénomènes de

On sait que la *réaction* d'une lampe triode, ou d'un amplificateur quelconque, sur un circuit résonant, y produit sensiblement le même effet que la diminution de sa résistance ohmique : le courant développé par une F. E. M. donnée, se trouve plus ou moins augmenté.

On peut dire que la réaction introduit dans le circuit une « contre-résistance » ou une *résistance négative* qui vient en diminution de la résistance naturelle positive du circuit.

C'est donc un procédé d'amplification, et qui est employé, systématiquement ou non, dans la plupart des appareils radio-récepteurs. On cherche, en général, à régler cette contre-résistance de manière à ne laisser à la résistance apparente totale qu'une valeur bien déterminée, ou bien la plus faible possible.

Mais, dans tous les récepteurs normaux, cette diminution de résistance est réglée au début du fonctionnement et se maintient ensuite sans changement appréciable. La réaction est fixe; la résistance du circuit *est constante*. Elle n'a aucune raison de varier en fonction du temps, et pratiquement ne varie pas.

Au contraire, les systèmes de réception qui font l'objet du présent travail, consistant essentiellement à introduire dans un circuit une résistance négative *variable avec le temps*, systématiquement et périodiquement, de telle manière que la résistance totale soit tantôt simplement diminuée, tantôt annulée ou même changée de signe.

Pour comprendre le fonctionnement de tels systèmes, nous étudierons d'abord ce qui se passe dans un circuit de résistance fixe, positive, négative ou nulle.

Nous appliquerons ensuite les résultats au cas d'un circuit dont la résistance varie avec le temps, et nous décrirons non pas *un* fonctionnement en super-réaction, mais *plusieurs* (2) fonctionnements possibles.

Enfin, nous rendrons compte d'une série d'expériences entreprises pour la vérification de notre théorie.

II. — Étude d'un circuit en fonction des valeurs de sa résistance.

2 — Dans un circuit comprenant, en série, une self-induction L, une capacité C, une résistance R, le courant qui prend naissance

(1) Nous croyons être le premier à distinguer dans la Super-réaction plusieurs fonctionnements distincts, dont nous avons fait mention depuis 1925 dans des conférences à la Section Radio de l'École Supérieure d'Électricité (Notice ECMR, 7166).

sous l'effet d'une F. E. M. E sin ωt, est donné par l'équation différentielle bien connue :

$$(1) \qquad L\frac{d^2i}{dt^2} + R.\frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = E.\omega.\cos \omega t.$$

Nous nous bornerons au cas intéressant en radio-technique, et dans lequel les simplifications suivantes sont légitimes :

D'abord R est petit devant L.ω, de telle manière que la pulsation propre du circuit est sensiblement :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Ensuite la F. E. M. appliquée a précisément cette même pulsation $\omega = \omega_0$; le circuit est « accordé » ou *en résonance*, sur le signal.

Nous remarquerons en outre que dans les conditions initiales, il est inutile de tenir compte de la *phase* d'une F. E. M.; en effet, en haute fréquence, une F. E. M. n'apparaît pas instantanément avec une phase arbitraire; elle s'établit toujours progressivement et en plusieurs périodes, car les générateurs comportant de la self-induction ou des circuits résonants.

Nous examinerons d'abord le cas où la résistance du circuit est constante et différente de zéro; puis celui où elle est nulle; enfin, le cas où elle est variable.

Nous donnerons à titre d'exemple, les résultats numériques relatifs à un circuit normal pour ondes courtes, c'est-à-dire ayant les éléments suivants :

longueur d'onde, 50 m
pulsation $\omega = 2\pi.6.10^6$
self-induction $L = 5$ microhenrys $= 5.10^{-6}$
capacité $C = 0{,}14$ millième $= 0{,}14.10^{-9}$
résistance naturelle normale : environ 10 ohms.

A. — *La résistance est constante et différente de zéro.*

3 — L'intégrale générale de l'équation (1) est alors bien connue. En utilisant les simplifications ci-dessus, et en supposant les conditions initiales telles que les oscillations locales soient en phase avec la F. E. M., nous avons la forme très simple :

$$(2) \qquad i = \frac{E}{R}\left(\sin \omega t - e^{-\left(\frac{R}{2L}t\right)}.\sin \omega t\right),$$

(3) $$u = L.\omega.\frac{E}{R}.\left(\cos \omega t - e^{-\frac{R}{2L}t} \cos \omega t\right),$$

qui représente la superposition du courant en régime permanent, (de valeur maximum E/R) et du régime transitoire (terme exponentiel en $e^{-\frac{R}{2L}t}$).

Le cas de *R positif* est classique : le terme exponentiel décroît rapidement en fonction du temps.

A titre d'exemple; calculons, pour le circuit ci-dessus, la *constante* de temps, c'est-à-dire le temps mis pour que le courant atteigne les 0,633 de sa valeur maximum. Nous obtenons le *tableau I* :

TABLEAU I

Résistance	Régime stationnaire		Temps mis pour atteindre 0,633 de cette valeur	
	courant	tension aux bornes	en secondes	nombre d'oscillations haute fréquence
—	—	—	—	—
10 ohms	E/10	6 πE	10^{-6}	6
5 »	E/5	12 πE	2.10^{-6}	12
1 »	E	60 πE	10.10^{-6}	60
0,2 »	5.E	300 πE	50.10^{-6}	300
0,1 »	10.E	600 πE	100.10^{-6}	600
0,01 »	100.E	6 000 πE	$1.000.10^{-6}$	6.000

Dans le cas de *R négatif*, la formule est encore parfaitement applicable; mais, cette fois, le terme exponentiel *croît avec le temps*, et c'est lui qui devient rapidement prépondérant.

Le courant va donc en augmentant; le principe de la conservation de l'énergie n'est point contredit, car la « résistance négative » implique la présence d'une source d'énergie extérieure qui fournit de la puissance. Pratiquement d'ailleurs, c'est la puissance de cette source qui limite bientôt la croissance du courant : la résistance cesse d'être négative.

Pour fixer les idées, calculons, dans le circuit ci-dessus, l'ordre de grandeur des oscillations libres en fonction du temps.

Nous supposons que le circuit étant au repos, la F. E. M. lui est appliquée à l'instant $t = 0$, et nous obtenons, suivant les valeurs de la résistance négative, le tableau II suivant :

TABLEAU II

Temps écoulé depuis l'application de la F.E.M.	Amplitude du coefficient exponentiel $e^{-\frac{R}{2L}t}$ pour les valeurs suivantes de la résistance : — 1 ohm	— 5 ohms	— 20 ohms
—	—	—	—
10^{-6} seconde	1,1	1,65	7,4
5.10^{-6} »	1,65	12,2	2.10^{4}
10^{-5} »	2,7	150	5.10^{8}
2.10^{-5} »	7,4	2.10^{4}	25.10^{16}

B. — *La résistance du circuit est nulle.*

4° Les expressions (2) et (3) ne s'appliquent plus. Le régime stationnaire tend vers l'infini, mais le temps mis pour l'atteindre tend également vers l'infini.

L'équation (1) se réduit alors à :

$$L\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{i}{C} = E.\omega.\cos\omega t \tag{4}$$

dont l'intégrale est :

$$i = \frac{E}{2L}t.\sin\omega t \tag{5}$$

d'où

$$u = \frac{E}{2}.\omega.t.\sin\omega t \tag{6}$$

valeurs que l'on pouvait également obtenir à partir de (2) et (3) en développant le terme exponentiel en série.

Ainsi, dans ce cas, la croissance du courant est limitée, non par la résistance du circuit, mais par sa self-induction, c'est-à-dire par son inertie.

Durant l'intervalle considéré, le courant croît proportionnellement au temps.

A titre d'exemple, calculons, toujours dans le même circuit pratique les valeurs numériques de cette croissance. Prenons d'abord le cas où la résistance est rigoureusement nulle ; puis, celui où elle est petite, et alors, en développant le terme exponentiel en série, nous verrons dans quelle mesure les termes supérieurs sont négligeables, c'est-à-dire dans quelle mesure la résistance peut elle-même être considérée comme négligeable.

TABLEAU III

Intervalle de temps considéré	Valeur de la résistance R	Valeurs atteintes par le courant i — 1er terme $\frac{E}{2L} t$	2e terme $-\frac{ER}{8L^2} t$	total	par la tension aux bornes u
10^{-6} sec.	zéro	E 10	0	E/10	6 πE
10^{-5} »	»	E	0	E	60 πE
10^{-4} »	»	10.E	0	10.E	600 πE
10^{-3} »	»	100.E	0	100.E	6000 πE
10^{-6} »	0,1 ohm	E/10	négl.	E/10	6 πE
10^{-5} »	»	E	E 20	$\frac{19}{20}$ E	57 πE
2 10^{-5} »	»	2.E2	E/5	1,8 E	108 πE
au delà la formule ne s'applique plus.					
10^{-6} »	1 ohm	E/10	négl.	E/10	6 E
5.10^{-6} »	»	E/2	E/8	0,38 E	22 E
10^{-5} »	»	E	E/2	0,5 E	30 E
au delà la formule ne s'applique plus.					

5 — On voit qu'il faut bien préciser le sens des termes si l'on écrit qu'un circuit de résistance *nulle* possède une *sensibilité illimitée.* La sensibilité n'est illimitée que si l'on considère une durée infinie; et, pendant tout intervalle de temps fini, la croissance du courant sera limitée, non plus vers la résistance, mais par la self-induction.

Si donc une F. E. M. n'agit sur un circuit que pendant un temps très court, il est parfaitement inutile de diminuer la résistance au-dessous d'une certaine valeur. Par exemple pour le circuit choisi, supposons que pour une raison quelconque, la F. E. M. agisse seulement durant 10^{-5} seconde. Le tableau montre que la diminution de résistance de 1 ohm à 0,1 ohm, fera gagner seulement le double et que toute diminution ultérieure jusqu'à zéro fera gagner seulement 1/20. Il est donc pratiquement inutile de diminuer la résistance en-dessous de 0,1 ohm.

En vertu du même raisonnement, nous ne commettrons pas d'erreur sensible en confondant avec zéro toute résistance inférieure à 0,1 ohm, si nous nous bornons à considérer ce qui se passe dans un intervalle de 10^{-5} seconde.

Ces remarques seront utilisées plus loin.

C. — *La résistance du circuit est variable en fonction du temps.*

6° Lorsque $R = f(t)$, l'équation différentielle devient :

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + f(t) . \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = E \omega . \cos \omega t \tag{7}$$

qui n'est plus une forme élémentaire, les coefficients n'étant plus constants.

Le changement de variable :

$$i = e^{-\int f(t) dt} . y \tag{8}$$

permet de ramener cette équation à la forme :

$$y'' = A(t) . y \tag{9}$$

dans laquelle il serait naturel de prendre pour $A(t)$ une forme sinusoïdale; on aurait alors l'équation de Mathieu (Bibl. n° 11), souvent utilisée en mécanique.

En particulier, Carson [1], Van der Pol (Bibl. n° 22) et Chaulard [2] l'ont envisagée pour un circuit oscillant.

Nous mentionnerons enfin pour mémoire une longue suite d'articles [3] dont nous n'avons pu saisir ni l'intérêt, ni même le sens.

Ces travaux ne se rapportant pas, pour certains, au cas particulier de la super-réaction, ou n'ayant pas, quand ils s'y rapportaient, sensiblement éclairci la question, nous nous sommes demandé s'il n'y aurait pas lieu de faire un nouvel effort dans ce sens. Malheureusement, un examen attentif de la question nous a montré que la solution théorique, obtenue à partir de cette équation, serait toujours insuffisante, attendu que cette équation néglige un phénomène capital, et que le phénomène essentiel de la super-réaction ne peut être analysé que par une forme encore plus compliquée.

7° Voici pourquoi :

Dans le fonctionnement pratique de la super-réaction, les amplifications réalisées sont considérables, et dans de nombreux cas, limitées par la puissance du tube. Cela revient à dire que les tensions mises en jeu aux bornes du circuit oscillant atteignent des valeurs

(1) Carson, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, février 1922.
(2) Notice Radiotélégraphie militaire « *A propos de la Syntonie* », p. 73.
(3) Konteschweller, *Q.S.T. Français et Radioélectricité réunis*, 1927, février et numéros suivants.

telles que le point de fonctionnement se déplace sur des parties de caractéristiques notablement éloignées des portions rectilignes.

Il en est alors comme d'un véritable émetteur; la théorie élémentaire, établie en supposant les caractéristiques rectilignes, se révèle notoirement insuffisante et même en contradiction très nette avec les phénomènes observés.

Autrement dit, il devient impossible d'admettre que la réaction produise une résistance négative *indépendante* de l'amplitude des oscillations. Si la résistance a une certaine valeur en l'absence de courant, ou pour un courant très faible, cette valeur change et la résistance totale du circuit augmente quand l'amplitude des oscillations croît.

Ainsi, la résistance R à introduire dans l'équation (1) n'est pas seulement une fonction du temps, mais aussi une fonction de l'amplitude, c'est-à-dire du courant i, et l'on a :

$$(10) \qquad L\frac{d^2i}{dt^2} + f(t,i)\frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = E.\omega \cos \omega t.$$

Forme dont nous ne voyons aucun moyen d'obtenir la solution.

On serait d'ailleurs bien embarrassé de définir la fonction $f(t, i)$. En ce qui concerne t on pourrait admettre une forme sinusoïdale, bien qu'en pratique ce soit probablement assez inexact ; en ce qui concerne i, Van der Pol admet dans un cas analogue (1), que la résistance diminue comme le carré de i; mais ce n'est vrai que pour de faibles intensités et pratiquement, comme nous le verrons, les oscillations peuvent atteindre la saturation du tube.

Il nous a donc paru que la difficulté de l'étude mathématique serait très probablement disproportionnée avec les résultats, et nous nous sommes borné à une analyse approximative, mais suffisante, des phénomènes, au moyen de quelques remarques simples et d'un intérêt physique évident.

Considérations fondamentales sur le cas de la résistance variable.

8 — Il est absolument fondamental de se rendre compte, dans l'équation (1), de la grandeur des différents termes, et de leur rôle; c'est-à-dire, si l'on veut, de bien comprendre l'importance des grandeurs électriques du circuit.

(1) Bibl. n° 23.

Supposons le courant sensiblement sinusoïdal : il est facile de voir qu'avec les dimensions normales d'un circuit radioélectrique, les termes en $L \frac{d^2i}{dt^2}$ et en $\frac{i}{C}$ sont beaucoup plus grands que le terme en $R \frac{di}{dt}$. Par exemple dans le circuit pratique étudié ci-dessus, on a :

$$-L\omega^2 I \sin \omega t = -5.10^{-6}.4\pi^2.36.10^{12}.I \sin \omega t = -72.10^8.I \sin \omega t.$$

$$\frac{I. \sin \omega t}{C} = \frac{I \sin \omega t}{0{,}14.10^{-9}} = 72.10^8.I \sin \omega t.$$

$$R\omega I \cos \omega t = 10\ 40.10^6.I \cos \omega t = 4.10^8.I \cos \omega t.$$

Donc, pour la pulsation de résonance, pour un courant sinusoïdal les deux termes en L et C se détruisent : c'est-à-dire que la réactance du circuit s'annule.

Au contraire, pour tout courant de fréquence inférieur ou supérieur les deux termes en L et C ne sont pas opposés; ils limitent donc rapidement l'intensité du courant : l'impédance du circuit est énorme.

Donc, un circuit résonnant, excité par une F. E. M. périodique mais non sinusoïdale, de période égale à sa période propre, sera parcouru par un courant presque sinusoïdal, les harmoniques étant très affaiblis.

Le courant diffère de la sinusoïde parfaite, uniquement en raison de la résistance, qui diminue progressivement (ou augmente, si elle est négative) les amplitudes, et en raison de la F. E. M. appliquée, qui agit de même.

Le rôle de la résistance et de la F. E. M. d'excitation est donc de faire varier progressivement l'amplitude moyenne du courant pseudo-sinusoïdal dans le circuit. S'il n'y a pas de F. E. M. extérieure, si la résistance est positive, l'amplitude va en diminuant. Si la résistance est négative ou qu'une F. E. M. agisse, elle va en augmentant. Mais le courant n'en reste pas moins presque sinusoïdal dans l'un et l'autre cas, et c'est seulement à la longue, par modification progressive de l'amplitude des oscillations successives, que l'effet de la F. E. M. ou de la résistance se fait sentir.

Or, ce raisonnement reste vrai, même lorsque la résistance varie et change de signe au cours du temps (et tant qu'elle garde l'ordre de grandeur de quelques ohms).

Si la résistance varie à une fréquence plus rapide que celle du

circuit, le courant n'en reste pas moins quasi-sinusoïdal : l'effet de cette variation est donc nul (1).

Si la résistance varie plus lentement que la période propre du circuit, c'est-à-dire si, pendant plusieurs périodes successives, elle amène des variations d'amplitudes du même sens des oscillations, alors l'effet est appréciable, par suite de cette variation d'amplitude moyenne.

Ainsi, lorsque la résistance varie, on peut sans erreur sensible négliger ses variations qui ont lieu à une fréquence plus grande que la fréquence propre du circuit, et remplacer R par sa valeur moyenne dans un intervalle d'une ou de quelques périodes.

III. — Application. — Fonctionnement de la super-réaction.

9 — Nous allons maintenant appliquer les résultats précédents à l'étude d'un circuit dans lequel la résistance est rendue alternativement positive et négative par l'introduction d'une « réaction » périodiquement variable.

Nous supposerons à titre d'exemple avoir affaire au circuit pré-

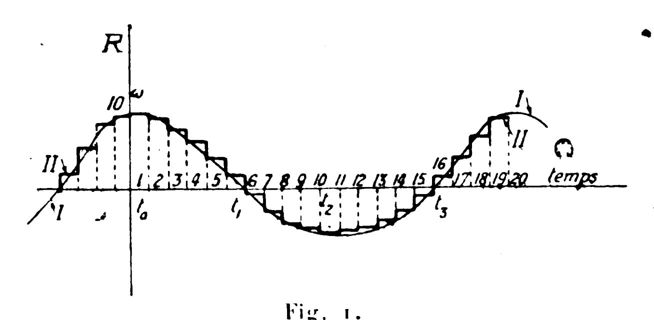


Fig. 1.

cédemment étudié, et nous envisagerons que la variation de résistance (que nous appellerons *modulation*) se fait à une fréquence φ = 10 000 périodes par seconde. Une « période de modulation » contiendra donc 600 périodes haute fréquence T.

Soit I la courbe représentant la variation de résistance du circuit sous l'effet de cette modulation, en supposant que l'amplitude des

(1) Ces lignes étaient écrites, lorsque M. Decaux, ingénieur à l'E. C. M. R., nous a fait part d'une vérification expérimentale de la propriété en question. Ayant réalisé un montage par lequel la résistance d'un circuit était modifiée à une cadence plus rapide que sa période propre (et modifiée dans de *grandes* proportions) il a vérifié à l'oscillographe, que le courant dans ce circuit n'en demeurait pas moins *parfaitement sinusoïdal*.

oscillations soit très faible, et que seules soient utilisées les portions rectilignes des caractéristiques. D'après ce que nous avons vu § 7, il faudra, lorsque les oscillations auront une amplitude notable, tenir compte du fait que la réaction s'en trouve diminuée, et corriger en conséquence la forme de la courbe I.

Nous avons pris sur la figure 1 une forme approximativement sinusoïdale; nous reviendrons plus loin sur les autres formes que peut prendre cette variation et l'intérêt qu'elles peuvent présenter.

D'après le paragraphe précédent, nous ne commettrons pas d'erreur sensible, en remplaçant la valeur de la résistance R par sa valeur moyenne dans un intervalle de quelques périodes T.

Nous pouvons donc supposer que R varie par petites saccades en restant constant dans l'intervalle. Subdivisons par exemple la période en 20 fractions élémentaires de 5.10^{-6} seconde (donc, contenant chacun 30 oscillations H. F.), et considérons la résistance comme constante et égale à sa valeur moyenne, successivement dans chacune de ces 20 fractions : cela revient à remplacer la courbe I par la courbe en escalier II.

Nous prendrons comme origine l'instant t_0 où la résistance est maximum; au bout de quatre intervalles par exemple, elle s'annule : nous appellerons cet instant t_1 ; puis elle est négative et passe par un minimum à l'instant t_2; après quoi elle s'annule de nouveau (instant t_3).

Supposons la résistance maximum égale à 10 ohms, le circuit au repos à l'instant t_0, et une F. E. M. E sin ωt venant agir sur lui à cet instant, et voyons ce qui va se passer.

1° *Croissance des oscillations forcées.*

10. Durant le premier intervalle, 0-1, la résistance est sensiblement égale à 10 ohms.

Le tableau I nous apprend donc que le courant en régime stationnaire a pour valeur E/10, la tension aux bornes 6πE, et que la constante de temps est de 10^{-6}. Comme l'intervalle 0-1 dure 5 fois autant, il est évident que le régime stationnaire est pratiquement établi à l'instant 1.

On peut en dire autant des intervalles suivants : 1-2, 2-3, 3-4, durant lesquels la résistance diminue, mais reste de l'ordre de plusieurs ohms. Le courant continue à prendre sensiblement

sa valeur stationnaire, et celle-ci croît lentement au fur et à mesure que la résistance diminue.

Pour l'intervalle 4-5, la résistance est de l'ordre de 4 ohms : la constante de temps commence à devenir voisine de la durée de l'intervalle; la valeur stationnaire, qui serait environ $20\pi E$, n'est donc pas tout à fait atteinte; nous ne commettrons pas grande erreur en admettant que la tension aux bornes à l'instant 5 est d'environ $15.\pi E$.

Pour les intervalles 5-6 et 6-7, il en est tout différemment : nous avons vu (tableau III) que, la résistance étant en valeur absolue inférieure à 1 ohm, son signe importait peu, et qu'elle pouvait être considérée comme négligeable.

Durant ces intervalles, ce n'est donc plus la résistance, mais la self-induction du circuit, qui limite la croissance du courant; d'après le tableau III, la croissance de la tension durant cet intervalle de 10^{-5}, est de l'ordre de $30\pi E$.

Comme la tension était de $15\pi E$ environ à l'instant 5, nous pouvons sans grande erreur encadrer la valeur de la tension aux bornes, à l'instant 7, entre 30 et $50\pi E$.

Donc, sans avoir résolu l'équation ni fait le calcul complet, ces approximations nous permettent de voir ce qui se passe et de connaître, approximativement, pour la loi de variation de résistance choisie, la loi de croissance des oscillations forcées dans le récepteur.

On voit que, le temps alloué pour la croissance des oscillations. avec une résistance faible, étant en somme très petit, l'amplification ainsi obtenue est très inférieure à celle qu'on peut avoir avec un récepteur ordinaire à réaction autodyne. Dans ce dernier cas, en effet, si l'on suppose la fréquence de battement de l'ordre de 1.000, et la réaction poussée extrêmement près de sa limite, on peut obtenir en télégraphie, des tensions aux bornes de l'ordre de $3\,000\pi E$.

Pour un signal normal, où E est une très petite fraction de volt. l'amplitude atteinte à l'instant t_1 est donc très faible. C'est ce qui justifie l'hypothèse faite jusqu'à présent, que le point de fonctionnement se déplaçait seulement sur de très petites fractions des caractéristiques, et par suite que la résistance négative due à la modulation, n'avait pas à être corrigée du fait de leur amplitude.

Mais il faut bien remarquer que ces oscillations forcées ne sont

pas utilisées directement comme dans un récepteur à réaction. Ici, ce qui compte, c'est l'amplitude des oscillations libres qui leur succèdent, et dont nous allons maintenant nous occuper.

2° Croissance des oscillations libres.

11. A partir du moment où la résistance négative du circuit ne peut plus être considérée comme négligeable, c'est elle qui joue le rôle principal, en déterminant la croissance des oscillations libres.

En général, le régime stationnaire et l'effet ultérieur du signal deviennent très rapidement négligeables.

Dans le cas particulier étudié, c'est ce qui arrive à partir de l'intervalle 7-8, où la résistance négative atteint 3 ohms, environ. Le tableau II montre, en effet, que dans cet intervalle, l'amplitude des oscillations est multipliée par 4,5 environ.

Dans l'intervalle suivant, où la résistance négative est d'environ 4 ohms, elle serait multipliée environ par 9.

Ainsi de suite, au cours des intervalles ultérieurs.

La croissance des oscillations est extrêmement rapide.

Nous allons d'abord supposer que l'amplitude atteinte jusqu'à l'instant t_3, est néanmoins suffisamment *petite* pour que la courbure des caractéristiques n'intervienne pas, et que la résistance négative continue à être pratiquement donnée par la courbe I, due à la modulation. Comme nous l'avons dit et le vérifierons plus loin, ce n'est pas le cas général.

Dans ce cas, R est seulement fonction du temps, comme pendant la période de croissance des oscillations forcées : l'équation (7) serait applicable.

L'amplitude est alors, pour chaque intervalle, multipliée par des accroissements successifs qui sont maximums à l'instant t_2 et tendent vers l'unité à l'instant t_3. Les oscillations libres atteignent donc leur maximum à l'instant t_3 où la résistance passe de nouveau par zéro.

Il est essentiel de remarquer que cette amplitude maximum atteinte est proportionnelle à la F. E. M. appliquée, c'est-à-dire au signal; en effet, les oscillations forcées à l'instant 7 lui étaient proportionnelles, et depuis lors l'amplitude a été multipliée par des coefficients successifs, mais en demeurant toujours proportionnelle à sa valeur initiale.

12. Voyons maintenant le cas général où l'amplitude des os-

cillations libres atteint une valeur telle, qu'il en résulte un amortissement supplémentaire du fait de la courbure des caractéristiques.

Remarquons que cela peut arriver, même pour des signaux très faibles, si la résistance négative est suffisamment grande. En effet, nous avons vu que l'amplitude à l'instant 7 est de l'ordre de $50\pi E$. Pour un signal très faible, par exemple $E = 10$ microvolts, cela fait 1,5 millivolt. Pour arriver à la saturation du tube il faudra par exemple une cinquantaine de volts : c'est-à-dire une amplification de 4.10^4. Or, cela est facilement obtenu dès que la résistance négative atteint une valeur de 5 ohms pendant quelques intervalles élémentaires; et la résistance négative introduite par la réaction peut être suffisante pour donner à R cette valeur (1).

Ainsi, même pour un signal très faible, l'amplification due à la super-réaction est tellement *énorme*, que l'on peut atteindre la saturation du tube.

Dès lors, la résistance du circuit n'est plus seulement t fonction du temps, elle n'est plus donnée par la courbe I. Elle est également fonction de l'amplitude.

Pour analyser quantitativement le fonctionnement, il faudrait donc connaître la loi de variation de la résistance en fonction de l'amplitude.

Tant que l'amplitude ne produirait qu'une variation négligeable, on calculerait l'accroissement des oscillations comme au paragraphe ci-dessus.

Quand le changement de résistance deviendrait appréciable, on rectifierait la courbe représentative pour l'intervalle suivant, ce qui donnerait la valeur de la résistance pour cet intervalle; on en déduirait l'amplitude, d'où la résistance nouvelle, et ainsi de suite par approximations successives. On pourrait donc déterminer l'amplitude maximum atteinte par les oscillations libres, sous l'effet d'un signal E donné.

L'allure du phénomène serait alors représentée par la fig. 2.

I est la courbe de variation de résistance due à la modulation seule.

---

(1) Cette résistance négative peut être calculée grossièrement en supposant rectilignes les caractéristiques utilisées. On trouve alors (voir Gutton, *La Lampe à trois electrodes*, par. 40) qu'elle est donnée par la formule

$$R' = \frac{kM}{C\rho}$$

ici $k = 10$ env. $\rho = 20.000^{\omega}$ avec le circuit étudié on a donc $R' = 10$ ohms pour $M = 4$ microhenrys ce qui est très admissible.

III est la courbe en tenant compte de l'augmentation de résistance due à l'amplitude des oscillations, qui est représentée en IV.

Sans nous attarder à effectuer la construction, remarquons seulement le résultat évident suivant :

Avec ce dispositif, l'amplitude maximum atteinte par les oscil-

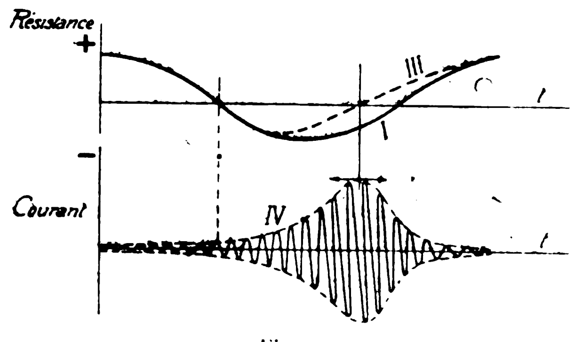


Fig. 2.

lations libres ne dépend plus seulement de la force du signal E, et ne lui est plus proportionnelle.

Elle croît *moins* vite que le signal, puisqu'elle est limitée automatiquement par la puissance du tube.

Il peut même arriver un moment où, le tube étant entièrement saturé, toute augmentation dans la force des signaux ne produit plus aucune augmentation dans l'amplitude des oscillations libres, ni, par suite, dans la réception.

En résumé, suivant la grandeur de la résistance négative introduite, on peut obtenir à volonté :

— ou bien une amplification modérée respectant les variations d'intensité du signal, donc *la modulation* s'il y en a une;

— ou bien une amplification limitée par la puissance du tube récepteur, et qui donnera une réception pratiquement constante *même si la force du signal varie dans des limites étendues.*

3° *Décroissance et amortissement des oscillations.*

13. A partir du moment t_3 où la résistance totale, après s'être annulée, redevient positive, le système n'est plus qu'un circuit amorti dans lequel les oscillations s'éteignent progressivement.

Le Tableau II, qui a servi à étudier leur croissance, peut aussi servir à étudier leur décroissance, puisque la formule est la même :

il suffit de changer le signe de R, c'est-à-dire d'inverser les rapports.

Si la variation de résistance était symétrique par rapport à l'instant t_3, les oscillations s'éteindraient exactement suivant la même progression qu'elles ont augmenté, et dureraient exactement autant.

Si la résistance positive est, en moyenne, plus grande, ou si elle dure plus longtemps que la résistance négative, les oscillations s'éteindront plus vite.

Il importe donc de savoir quelle est l'amplitude résiduelle des oscillations libres au début de la période θ suivante (1).

Différents cas peuvent se présenter :

a) En supposant la résistance positive assez grande, on peut toujours admettre que cette amplitude résiduelle est entièrement négligeable par rapport au signal, c'est-à-dire que les oscillations libres nées au cours d'une période, s'éteignent entièrement au cours même de cette période.

Par exemple si la résistance positive atteint 20 ohms pendant *quatre* intervalles élémentaires, soit 2.10^{-5} seconde, le tableau II montre que l'amplitude est réduite dans le rapport :

$$\frac{1}{25.10^{16}}$$

elle est donc imperceptible.

Dans ce cas, les oscillations d'une période de modulation ne jouent aucun rôle dans les périodes suivantes : chaque période constitue un tout complet et peut être considérée indépendamment de ce qui précède et de ce qui suit.

b) Au contraire, si la résistance positive est plus faible, ou dure moins longtemps, les oscillations libres peuvent ne pas s'éteindre entièrement et posséder encore, au début de la période suivante, une amplitude du même ordre de grandeur que celle des oscillations forcées dues au signal.

Ces deux oscillations vont donc s'ajouter, suivant leurs phases, et l'on aura le curieux phénomène suivant :

Si le nombre d'oscillations libres exécutées par le circuit récepteur pendant la durée θ, était rigoureusement égal au nombre de périodes de la F. E. M. d'excitation, les oscillations libres et forcées se retrouveraient exactement en phase. L'oscillation résiduelle vien-

(1) Aucun des auteurs qui ont écrit sur la super-réaction ne semble avoir envisagé ce point ; tous se placent implicitement dans notre hypothèse du paragraphe *a*. Il en résulte qu'ils n'ont pas vu certains fonctionnements possibles.

drait toujours renforcer le signal, et l'amplification augmenterait chaque fois jusqu'à ce que la saturation soit atteinte.

Mais tel n'est pas le cas général ; les nombres de périodes des oscillations libres et forcées ne sont pas tout à fait égaux.

Supposons donc que F soit la fréquence du signal, F' celle des oscillations libres locales. Les deux fréquences donnent lieu à $(F - F')$ battements par seconde, et à $\left(\frac{F-F'}{\varphi}\right)$ battements dans la durée d'une période de modulation.

Ce nombre peut être un entier, n, ou bien comprendre un nombre entier n plus ou moins une fraction inférieure à 1/2.

Posons donc :

$$\frac{F - F'}{\varphi} = n \pm \frac{p}{q}.$$

Ainsi, entre deux instants successifs t_2 de deux périodes différentes, les oscillations libres et forcées ont donné lieu à

$$(n \pm p/q)$$

battements.

Si ce nombre est entier, $p = 0$, il y a concordance de phase, les deux oscillations s'ajoutent chaque fois, exactement comme si n était nul.

Si p n'est pas nul, ce qui est le cas général, la différence de phase est $\left(\frac{p}{q}\right)2\pi$; les deux oscillations sont donc, à l'instant t_1, tantôt en phase et tantôt en opposition. L'amplitude résultante aux instants t_1 successifs, n'est donc pas toujours la même; elle varie avec la fréquence :

$$\frac{p.\varphi}{q} = f.$$

Or, l'instant t_1 étant précisément l'instant initial où se déclanchent les oscillations libres; l'amplitude à cet instant retentit sur l'amplitude maximum finalement atteinte par elles (à moins que l'on ne pousse l'amplification jusqu'à saturation complète du tube : mais nous excluons ce cas).

Les oscillations libres seront donc modulées à la fréquence f. Il se passe un véritable phénomène stroboscopique. Le découpage à la fréquence φ fait apparaître, au lieu du battement réel $F - F'$, une modulation dont la fréquence f est égale à la différence entre $F - F'$ et un multiple entier de φ.

En particulier, la fréquence f peut être audible, tandis que $F - F'$ ne l'est pas.

Nous verrons tout à l'heure l'application de ce phénomène.

Divers fonctionnements possibles.

14. Il résulte de l'étude ci-dessus et des divers cas envisagés, qu'il n'existe pas une super-réaction, mais bien un grand nombre de super-réactions, dont les fonctionnements sont intermédiaires à tous les degrés entre la réaction simple et l'émission modulée.

Ce fait important est pleinement confirmé par l'expérience; et il n'a pas peu contribué à contrarier le développement de la super-réaction, puisqu'on s'est toujours obstiné à confondre sous un même terme des fonctionnements différents au lieu de les distinguer. D'où contradictions entre les expérimentateurs, confusion et désordre dans les esprits.

Nous décrirons ici trois fonctionnements entièrements différents susceptibles d'applications pratiques. On peut en imaginer d'autres, et naturellement ils ne sont pas géométiquement tranchés : on peut passer de l'un à l'autre d'une façon presque continue, par une infinité d'intermédiaires.

Super-réaction A ou téléphonique.

15. C'est celle dont on parle généralement, et qui a été réalisée pratiquement par Armstrong.

Elle est otenue en réalisant les conditions suivantes :

La résistance négative est suffisamment faible pour que les oscillations libres croissent *peu*, et restent très loin de la saturation du tube.

Nous avons vu (§ 11, *a*)) que dans ces conditions, les maximums successifs atteints par les oscillations libres, sont à chaque période proportionnels à la F. E. M. d'excitation.

La résistance positive est, au contraire, assez *grande*, pour que l'extinction des oscillations libres soit complètement assurée entre deux périodes et que les oscillations résiduelles de l'une n'agissent pas sur les suivantes.

Dans ces conditions, les maximums successifs atteints sont donc bien toujours proportionnels à la F. E. M. d'excitation. Si donc l'émission est modulée, le récepteur *suivra fidèlement la modula-*

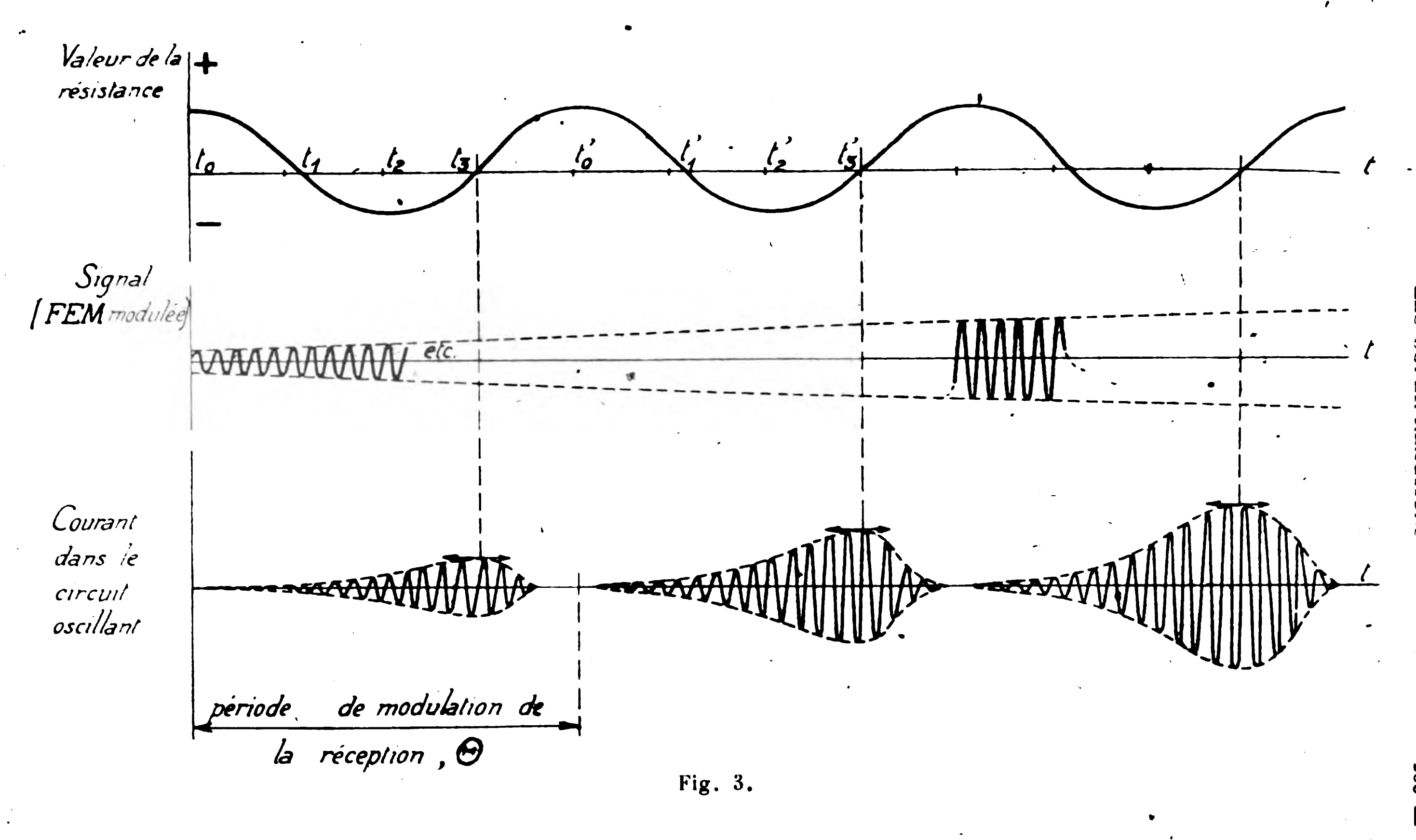

Valeur de la résistance
+
−
t
t_0
t_1
t_2
t_3
t'_0
t'_1
t'_2
t'_3
Signal (FEM modulée)
etc.
Courant dans le circuit oscillant
période de modulation de la réception, Θ

Fig. 3.

tion, à cela près que son fonctionnement est intermittent à la fréquence φ. Pour que cette intermittence n'altère pas la reproduction des sons, il suffit qu'elle soit beaucoup plus rapide, c'est-à-dire *inaudible*.

Ce fonctionnement, réalisé avec une fréquence locale de découpage de l'ordre de 10.000 ou 20.000 p : s, permet donc la réception de la téléphonie. C'est son emploi normal prévu par Armstrong.

La figure 3 donne, à titre d'exemple, l'aspect du phénomène.

Super-réaction B, ou stroboscopique.

16. On l'obtient par des conditions bien différentes de la première :

La résistance négative est grande, pour donner le maximum d'amplification, sans cependant arriver à la saturation du tube.

La résistance positive est réglée de telle manière que les oscillations libres ne s'éteignent pas entièrement entre deux périodes, et que leur résidu donne lieu à des battements avec le signal.

Ce fonctionnement est schématisé par la fig. 4.

Nous avons vu que ces battements, même inaudibles, pouvaient par suite du découplage stroboscopique à la fréquence φ, donner lieu à des sifflements audibles, chaque fois que leur fréquence différait d'une quantité audible, d'avec un multiple exact de φ.

Par suite, ce fonctionnement se prête à la réception des ondes entretenues (1).

En particulier, pour les *ondes courtes*, il présente sur la méthode ordinaire l'avantage de nécessiter un accord beaucoup moins exact et une stabilité bien moins précise de la longueur d'onde.

Dans la méthode ordinaire, en effet, par *hétérodyne* ou *autodyne*, on n'obtient de son audible que si les fréquences F et F' du signal et de l'onde locale, diffèrent d'une quantité audible. Pour des ondes de longueur comprise entre 10 et 100 mètres, cela requiert une précision de l'ordre du 1/10.000. Cette précision n'étant pas atteinte par les ondemètres, deux correspondants auxquels une longueur d'onde est assignée, sont obligés de se chercher en balayant une gamme de chaque côté de cette onde. L'appel automatique est donc

(1) Peut-être quelques expérimentateurs ont-ils réalisé par hasard ce fonctionnement, mais aucun ne l'a rendu systématique et n'a signalé la *multiplicité* des battements. Nous avons nous même, avec M. Mesny, signalé en 1925 (*Onde Electrique*, mai) un fonctionnement analogue, mais en faisant usage d'une hétérodyne séparée.



Valeur de la résistance

Signal (FEM entretenue)

Courant dans le circuit oscillant

différence d'amplitude

battement F-F' inaudible

battement audible

Fig. 4.

impossible. D'autre part, les plus faibles changements dans le chauffage des lampes, dans la position de l'antenne, etc... amènent des écarts accidentels supérieurs : le signal disparaît en cours de trafic.

Dans la super-réaction *stroboscopique*, au contraire, ce n'est pas un sifflement unique, que l'on obtient en passant sur l'accord; mais, de chaque côté, plusieurs de ces sifflements. La précision requise est donc bien moindre. Un écart accidentel entre F et F', qui amènerait normalement la disparition complète du signal, se borne alors à changer le « numéro » du sifflement entendu, et sa hauteur; mais, très généralement, il reste perceptible.

L'appel, la recherche sont donc notablement facilités : et la stabilité nécessaire est bien moindre : la réception à bord d'engins mobiles (voitures, avions, etc...) devient possible.

Signalons encore que la sensibilité obtenue est légèrement supérieure à celle de la réaction simple, et que le réglage est plus facile, parce qu'on n'est pas obligé de se tenir aussi près de la limite d'entretien des oscillations.

Remarque.

17. On est naturellement amené à se demander pourquoi le nombre des battements audibles obtenu avec cette méthode, n'est pas *infini*, comme le raisonnement ci-dessus le ferait d'abord supposer.

Il y a pour cela plusieurs raisons. D'abord augmenter la différence des fréquences F et F', c'est augmenter le désaccord du circuit résonnant, donc faire intervenir une réactance que nous avions supposée nulle. Le signal s'en trouve donc rapidement diminué.

D'autre part l'effet de découpage stroboscopique n'est possible, que si la durée de ce découpage (c'est-à-dire la durée de déclanchement des oscillations libres), est courte par rapport au phénomène à analyser, c'est-à-dire par rapport à la durée du battement F — F'). Au fur et à mesure que F — F' augmente, la durée de ce battement diminue, et devient du même ordre de grandeur que la durée pratique de déclanchement des oscillations libres; on ne peut plus dire alors que les oscillations partent « à une phase donnée et variable » de ce battement. Leurs différences d'amplitude s'estompent donc et deviennent inappréciables.

Super-réaction C, ou anti-brouillage.

18. Diverses études (1) ont montré que l'effet d'un brouillage puissant sur un récepteur à réaction, pouvait être d'empêcher toute réception de signaux. On dit que le poste est « assourdi » par le brouilleur. Cela tient à ce que sous l'effet du brouillage, le point de fonctionnement se déplace sur des portions de caractéristiques très éloignées de celles pour lesquelles le réglage a été fait.

En particulier cela se produit pour les récepteurs normaux à proximité d'un émetteur à ondes *amorties*, qui rayonne l'énergie par pointes très espacées, mais extrêmement puissantes.

Or, la super-réaction, réglée d'une certaine manière, peut donner une réception exempte de ce défaut : en utilisant le fait que la saturation du tube peut être obtenue directement et à partir d'un signal même très faible.

Nous avons vu, en effet (§ 12), qu'en donnant à la résistance négative une valeur suffisante, l'amplitude maximum atteinte par les oscillations libres, pouvait être rendue pratiquement indépendante des variations du signal reçu. Dans de larges proportions, la F. E. M. d'excitation, peut alors augmenter ou diminuer sans que la réception soit modifiée.

Bien entendu, un tel réglage est complètement impropre à la réception téléphonique.

Mais voici comment on peut l'utiliser :

Ce fonctionnement étant obtenu, s'il arrive une *onde entretenue*, les oscillations libres sont déclanchées à toutes les périodes avec une parfaite régularité; les amplitudes maximums successives sont les mêmes. Si l'on détecte, le courant détecté est constant et l'on n'entend rien dans les écouteurs. (Nous faisons abstraction de la fréquence de modulation, φ, que nous supposons ou bien inaudible, ou bien éliminée par un filtre).

Supposons qu'à cette onde entretenue, viennent se superposer des perturbations même très puissantes, mais irrégulières; à chaque période, de modulation, leur effet se combine à celui de l'onde entretenue, et suivant leurs amplitudes et leurs phases, l'effet total est plus ou moins variable. Mais, puisque le récepteur donne la même amplitude maximum pour des variations très grandes de la F. E. M. appliquée, la réception n'est pas modifiée sensiblement. Il

(1) Voir, par exemple, Bibl. n° 8.

faudrait, pour que l'amplitude maximum atteinte soit sensiblement diminuée, que la perturbation compense presque exactement, en grandeur et en phase, l'onde entretenue du signal et l'on peut admettre que c'est extrêmement rare.

Ainsi, tant que le signal passera, les oscillations continueront à être à peu près régulières, et le courant détecté étant constant, on n'entendra rien.

Au contraire, dès que l'émission sera arrêtée, le récepteur cesse d'être saturé. Les oscillations libres sont alors déclanchées, aux différentes périodes de modulation successives, par toutes les F. E. M. des environs, et en particulier par le brouillage considéré. Mais ces F. E. M. sont irrégulières et n'agissent pas systématiquement tous les 1/1000 de seconde; les oscillations libres ne seront donc pas déclanchées toutes les fois. Le courant détecté variera, et l'on entendra aux écouteurs un bruit confus, et le brouillage.

En résumé, en l'absence d'émission, on entend le brouillage; mais, dès que l'émission passe, elle verrouille le récepteur et le silence se fait aux écouteurs.

19. Pour utiliser ce mode de réception on fera donc passer l'émission en permanence, entretenue dans l'intervalle des signaux; et, pour constituer ceux-ci, on coupera l'émission à de brefs intervalles, par exemple à une fréquence musicale *e*.

Alors, dans l'intervalle des signaux, le récepteur est saturé par l'onde entretenue, et l'on n'entend rien, même en présence d'un brouilleur.

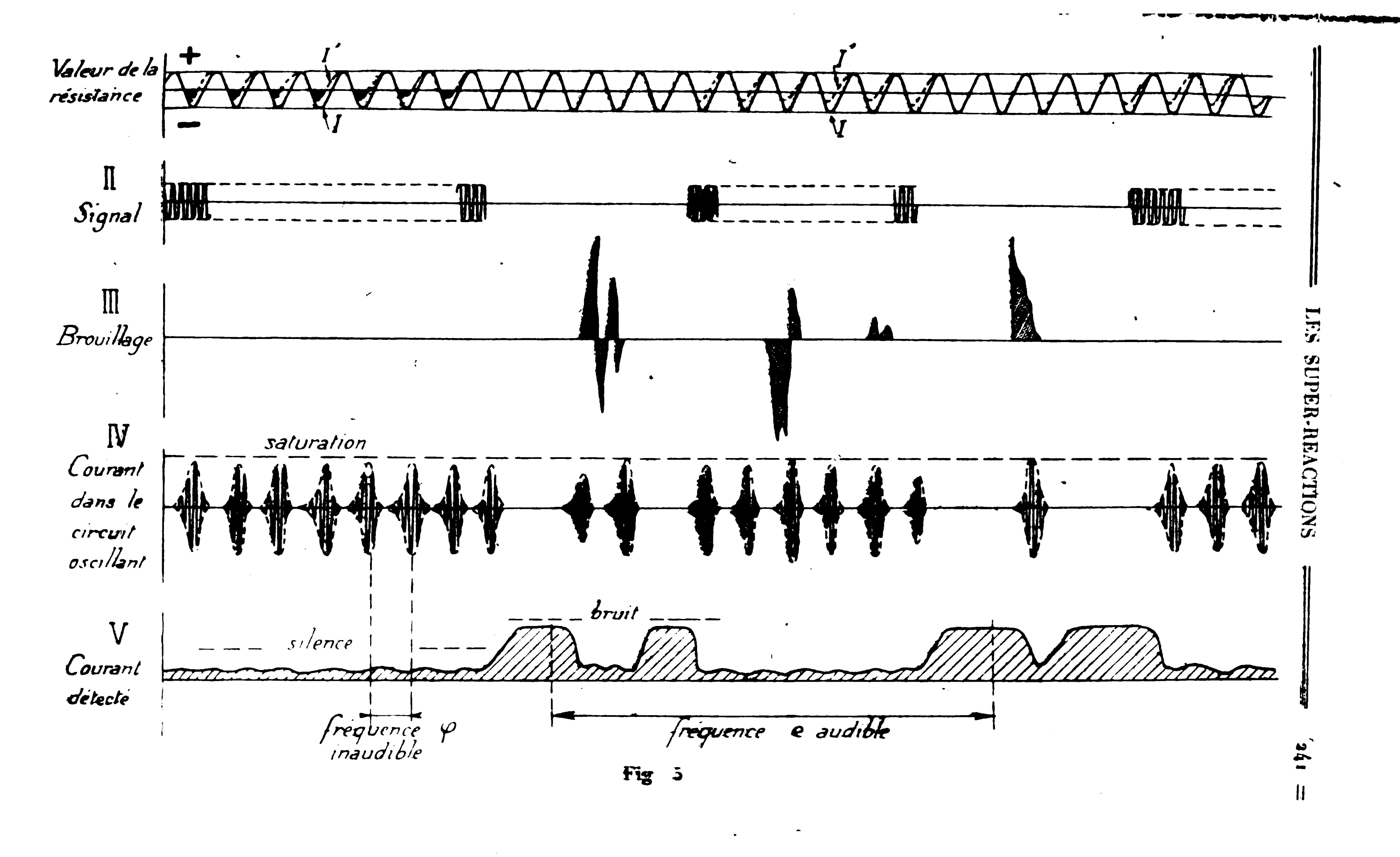
Au moment du signal, l'émission est coupée plusieurs fois. Le courant détecté varie. S'il y a des brouillages, ils peuvent se substituer à l'émission pour déclancher quelques trains d'oscillations libres; mais à moins d'être rigoureusement continus, ils n'empêcheront pas une certaine variation du courant détecté. Les signaux se détacheront donc avec leur fréquence *e* sur un fond de silence complet.

La figure 5 représente ce fonctionnement (schématiquement).

La courbe I, est la variation de résistance, due à la modulation.

La courbe I' est la variation réelle de résistance en tenant compte de l'amortissement supplémentaire dû à l'amplitude des oscillations.

La courbe II représente la F. E. M. venue de l'émetteur, et qui est d'abord entretenue, puis coupée à la fréquence *e* pour constituer un signal.



Valeur de la résistance
+
-
I'
I
V'
V
II Signal
III Brouillage
IV Courant dans le circuit oscillant
saturation
V Courant détecté
silence
bruit
fréquence φ inaudible
fréquence e audible

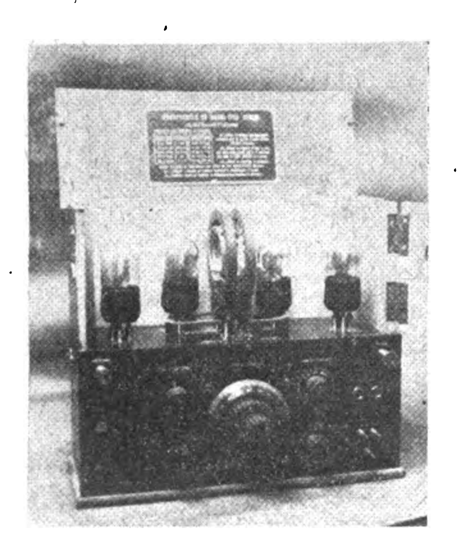
Fig 5

La courbe III représente un brouillage.

La courbe IV représente la tension aux bornes du circuit oscillant de réception. Elle est régulière en présence de l'émission, et irrégulière en son absence.

La courbe V représente le courant détecté, en supposant que l'organe de détection (condensateur shunté) possède une constante de temps suffisante pour étouffer la fréquence de modulation φ.

L'explication ci-dessus est naturellement un peu schématique. Cependant elle semble en bon accord avec l'expérience; d'une part,



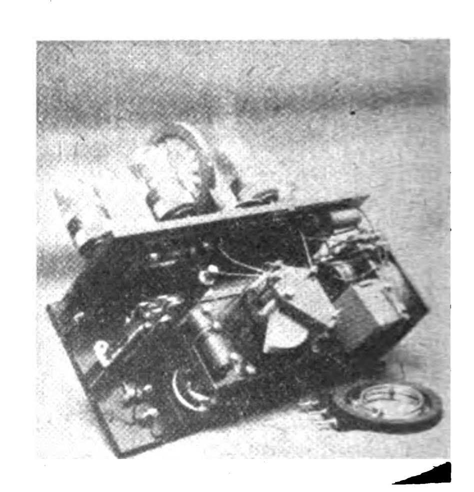


Fig. 5 *bis*.

elle est confirmée par des relevés oscillographiques, comme on le verra plus loin. D'autre part, la vérification directe a montré que ce système antiparasite permettait la réception, même sous l'antenne d'un poste amorti à étincelles de 12 kilowatts en action, avec une sécurité suffisante pour actionner un télégraphe automatique enregistreur (Teletype). Des postes de ce type, établis par nous d'après les considérations ci-dessus, ont d'ailleurs été mis en service depuis 1925 dans la marine (fig. 5 *bis*).

Compléments divers sur les super-réactions.
Influence de la longueur d'onde.

20. Nous avons supposé dans ce qui précède, la longueur d'onde égale à 50 mètres.

Si la longueur d'onde est *plus faible*, c'est-à-dire la fréquence plus élevée, la constante de temps diminue (car la résistance diminue bien moins vite que la self-induction, en raison des pertes dans les diélectriques), et le fonctionnement est plutôt facilité.

Néanmoins, on ne peut pas dire (comme Armstrong l'avait affirmé) (1) que l'amplification croît comme le carré de la fréquence reçue. En effet, nous avons vu que l'amplification pouvait être suffisante pour saturer le tube, même à partir d'un signal très faible : il est clair qu'elle ne peut augmenter encore. C'est la sélectivité qui change, comme nous le verrons plus loin.

Si la longueur d'onde *augmente*, la constante de temps augmente, les oscillations ont de moins en moins de temps pour croître et décroître. Il faut augmenter la résistance positive (il peut être bon d'amortir exprès le circuit, et ce point très important n'avait pas été signalé à notre connaissance), et aussi la résistance négative; malheureusement, pour cette dernière on est limité bien vite.

La formule

$$R' = \frac{k . M}{C . \rho}$$

qui donne approximativement la résistance négative, due à la réaction, montre qu'on a avantage à augmenter M et à diminuer C : ce que l'expérience confirme.

Néanmoins, il arrive un moment où, les oscillations haute fréquence n'ayant *plus le temps* de suivre la modulation, le fonctionnement de la super-réaction devient défectueux. Il existe donc une limite supérieure des longueurs d'onde pour lesquelles il est utilisable. (Pratiquement quelques centaines de mètres).

Sensibilité et sélectivité de la super-réaction.

21. Nous avons vu que les oscillations libres pouvaient croître jusqu'à la saturation du tube, alors même qu'elles avaient leur origine dans des oscillations forcées extrêmement petites, et dues à un signal très faible.

Le rapport entre l'amplitude maximum atteinte, et la F. E. M. appliquée, peut donc être rendu, sinon infini, du moins extrêmement grand, beaucoup plus grand que dans un récepteur ordinaire.

L'amplification proprement dite peut donc être énorme, presque illimitée.

(1) Armstrong, *Onde Electrique*, novembre 1922, p. 631.

Mais cette amplification absolue ne doit pas être confondue avec la sensibilité proprement dite : il faut tenir compte de la sélectivité. Le signal à recevoir n'est pas seul; il est mélangé d'une foule de F. E. M. parasites (atmosphériques, perturbations locales, etc...), et ce qui importe, ce n'est pas tant d'amplifier le signal que de le séparer et de l'isoler.

Indépendamment même de toutes perturbations extérieures, un poste à super-réaction dans lequel on augmente la résistance négative, finit toujours, même s'il est dans une cage de Faraday, par donner lieu à des amorçages irréguliers d'oscillations, se traduisant par un bruit spécial « de souffle » ou « de chute d'eau ». Cela provient peut-être de l'émission irrégulière des électrons par le filament, signalée par Schottky sous le nom de «Schrot-effekt » (1).

Quoi qu'il en soit, un fait est certain : c'est qu'un signal fort peut être amplifié par la super-réaction en dominant le « bruit de fond » : tandis qu'un signal faible peut bien être entendu aussi fort, mais le niveau du bruit de fond est beaucoup plus élevé; et la limite de sensibilité est obtenue quand le signal se perd dans le bruit de fond et ne peut plus en être distingué.

C'est donc, en dernière analyse, la *sélectivité* qui limite l'amplification, ou qui définit *la sensibilité pratique.*

Or, la sélectivité de la super-réaction est bien moindre que celle de la réaction simple.

La sélectivité d'un circuit résonnant est, en effet, donnée par sa constante de temps, ou mieux par le temps durant lequel le signal y accumule ses effets. Lorsque la constante de temps est multipliée par n, l'amplitude produite par le signal est multipliée par n, tandis que l'effet des parasites quelconques croît seulement comme $\sqrt{n}$ (2).

Dans la réception ordinaire à réaction, on peut diminuer beaucoup la résistance du circuit, et obtenir que l'effet du signal s'y accumule pendant des temps de l'ordre de 10^{-4} à 10^{-3} seconde.

Au contraire, dans la super-réaction, le temps pendant lequel le récepteur est réellement sensible et sélectif, c'est-à-dire l'intervalle durant lequel la résistance est très voisine de zéro, ce temps est très bref; c'est une petite partie de la période (du moins avec la loi de variation de la résistance que nous avons supposée) de l'ordre de 10^{-6} à 10^{-5} seconde.

---

(1) Bibl. n° 17.
(2) Bibl. n° 5.

La sélection est donc moindre.

Pour l'augmenter il serait avantageux d'augmenter le plus possible le temps pendant lequel la résistance reste voisine de zéro.

On pourrait diminuer la fréquence de modulation; mais on est vite limité, puisqu'elle doit pratiquement rester super-audible.

Il serait alors intéressant de modifier la loi de variation de la résistance, en s'écartant franchement de la forme vaguement sinusoïdale que nous avions d'abord supposée. Le *cycle optimum* serait alors obtenu (fig. 6) par des variations brusques de la résistance (1),

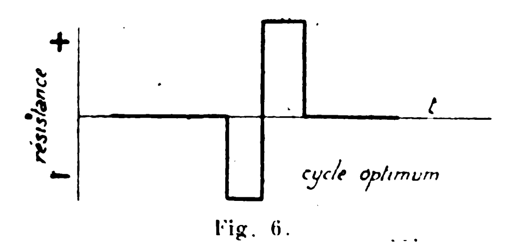


Fig. 6.

qui serait d'abord nulle le plus longtemps possible, puis sauterait brusquement à une valeur négative élevée pour permettre la croissance des oscillations libres, après quoi elle changerait brusquement de signe pour provoquer leur amortissement. Enfin, elle reviendrait à zéro au début de la période suivante.

Nous n'avons pu encore réaliser de semblables « cycles », pratiquement difficiles à obtenir.

Avec la forme presque sinusoïdale que l'on obtient d'habitude,

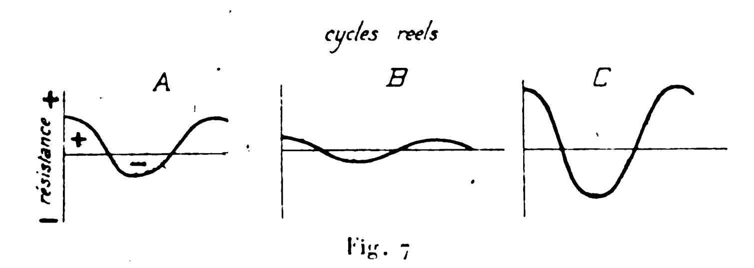


Fig. 7

les trois fonctionnements A, B, C, correspondent à des amplitudes différentes et à des valeurs moyennes différentes de la résistance.

Pour A (fig. 7) la résistance négative est faible, il y a forte prédo-

(1) Ces variations ne doivent cependant pas être trop grandes, car si le terme en R.*i* de l'équation devenait prépondérant, le fonctionnement serait différent et analogue à celui du multi-vibrateur.

minance de la résistance positive, afin d'assurer l'extinction des oscillations et la reproduction correcte de la modulation.

Pour B, la nécessité d'obtenir des oscillations résiduelles d'amplitude bien déterminée, sans atteindre la saturation du tube, conduit généralement à se contenter d'une amplitude de variation faible; les oscillations étant constamment maintenues, la valeur moyenne de la résistance est de l'ordre de zéro.

Pour C, enfin, on a avantage à avoir une très forte variation de résistance.

Ce que nous avons dit de la sensibilité et de la sélectivité montre que le fonctionnement B doit être le plus *sensible* des trois, quoique donnant moins d'amplification absolue. C'est, en effet, dans ce fonctionnement que la résistance reste le plus longtemps aux environs de zéro.

L'expérience confirme pleinement cette observation.

IV. — Vérification expérimentale.

22. Cette vérification avait pour but de contrôler par l'expérience les traits essentiels de la théorie ci-dessus, et notamment la loi de croissance et de décroissance alternative des oscillations, dans les divers fonctionnements possibles (1).

Elle consistait à analyser le fonctionnement d'un récepteur à super-réaction, au moyen de *l'oscillographe cathodique*, modèle de M. Dufour (2).

Récepteur employé.

23. Il comporte quatre lampes. Son schéma est donné par la fig. 8.

Le circuit oscillant accordé est $L_g C_g$; il est couplé par induction à l'antenne, au moyen de la self-induction L_a.

Aux bornes de ce circuit sont montées *symétriquement* deux lampes 2 et 3, qui produisent une réaction variable au moyen de la self-induction de plaque L_p.

(1) Une vérification expérimentale extrêmement rudimentaire, en basse fréquence, avait été donnée par Armstrong pour ce que nous appelons ici « fonctionnement A ». Voir *Onde Electrique*, nov 1922.

(2) Cet appareil a d'abord été décrit par Dufour, *Onde Electrique*, 1922, p. 638-639 et 1923, p. 19. Il a été ensuite modifié pour être construit par la Maison Beaudoin.



Le montage symétrique n'est nullement nécessaire. Mais il a l'avantage d'être plus stable et de donner notablement plus d'énergie, ce qui est bien préférable en raison de la faible sensibilité de l'oscillographe.

Les deux lampes *2* et *3* sont alimentées, non par une tension plaque constante, comme d'habitude, mais par une tension *ondulée*. A cet effet, la tension (80 V) de la batterie est d'abord abaissée par l'ensemble résistance-capacité P, puis on y superpose, au moyen de la self-induction S_3, une tension alternative de fréquence φ.

C'est cette variation de tension-plaque, qui produit la variation

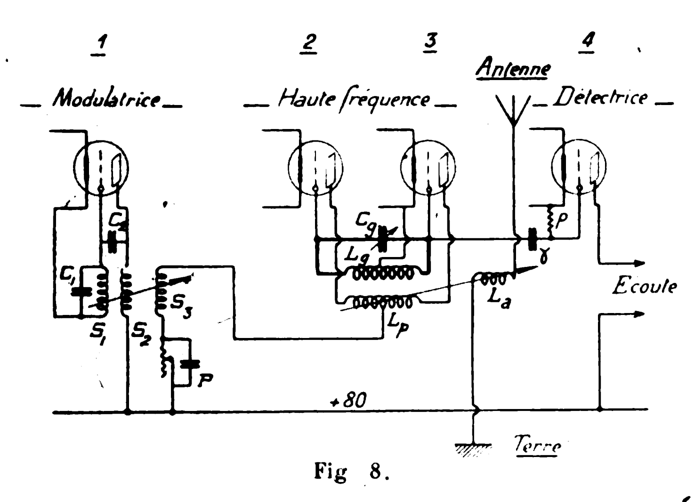


Fig 8.

périodique de réaction, donc la variation de résistance du circuit L_gC_g, cause de la super-réaction.

La fréquence φ est fournie par la lampe *1*, dite « modulatrice », qui est montée à la manière ordinaire avec les self-inductions S_1S_2 et les capacités C_1C_2.

La variation de la résistance P et du couplage S_3S_2, permet de régler à volonté les proportions de composantes continue et alternative de la tension-plaque ondulée des lampes *2* et *3*. On achève de régler la résistance négative introduite en modifiant (au moyen d'un rhéostat non figuré) le chauffage des lampes *2-3*.

Dans les expériences faites, la fréquence φ était de l'ordre de 9.000 périodes par seconde.

Les caractéristiques du circuit oscillant correspondaient à peu de choses près à celles du circuit pratique étudié à titre d'exemple dans les paragraphes précédents. Les résultats ci-dessus lui sont donc immédiatement applicables.

Montage à l'oscillographe.

24. Nous avons fait deux séries d'essais :

La première, en 1924, avec M. Mesny, au laboratoire de M. Dufour (1).

La seconde, en 1927, avec la collaboration de M. Beauvais, au laboratoire de la maison Beaudoin, dirigé par M. Gonde.

Le dispositif employé dans les deux séries étant très sensiblement le même, nous en donnons une seule description et nous utiliserons indistinctement les résultats obtenus au cours des deux séries.

Ce dispositif consistait le plus souvent à relier les deux grilles (ou les deux plaques) des lampes 2 et 3, aux armatures d'un condensateur entre lesquelles passait le faisceau cathodique.

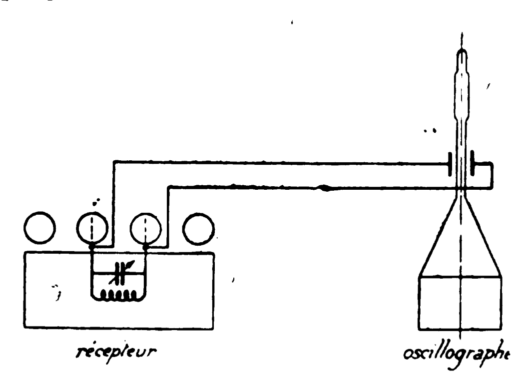


Fig. 9.

Ce faisceau était alors dévié par le champ électrique, à la fréquence des ondes employées soit environ 6.000.000 p : s (longueur d'onde 50 m.).

Le schéma est donné par la fig. 9.

Pour mettre en évidence le déplacement du faisceau, il est nécessaire de produire un *balayage* en fonction du temps.

25. 1° *Balayage rectiligne.*

Une paire de bobines dévie le faisceau perpendiculairement au sens précédent : on y fait passer un courant très bref, et l'on enregistre sur plaque fixe.

(1) Une partie seulement de ces résultats a été publiée dans l'*Onde Electrique*, 1925, p. 175-200.

Le balayage est alors proportionnel au temps, et rectiligne; le résultat obtenu est immédiatement lisible, comme les diagrammes schématiques en coordonnées rectangulaires.

Mais la longueur totale de l'enregistrement est très faible. Pour y avoir plusieurs périodes de modulation, il faut balayer lentement, et alors les oscillations haute fréquence ne sont plus individuellement visibles; le mouvement du faisceau cathodique produit une tache dont les bords seuls sont nets; ils représentent « l'enveloppe » des oscillations H. F. et suffisent d'ailleurs à en déterminer la loi de croissance ou de décroissance.

26. 2° *Balayage sinusoïdal.*

Pour augmenter la durée de l'enregistrement, on fait un double balayage :

Le premier, sinusoïdal et perpendiculaire aux déviations à étudier;

Le second rectiligne et perpendiculaire au premier.

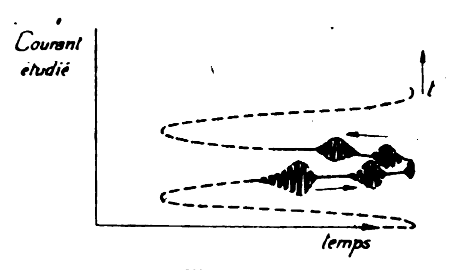


Fig 10.

On obtient alors (voir fig. 10) un enregistrement qui semble fait en coordonnées rectilignes, mais dans lequel l'axe des abscisses aurait été ensuite replié en sinusoïde.

Cela peut être fait à deux vitesses différentes :

En *basse fréquence*, le premier balayage étant à la fréquence 200 à 500, le second provenant de la rotation du film d'enregistrement et de durée totale 1/10 de seconde environ. Dans ce cas, comme au 1°, les oscillations individuelles ne sont pas visibles, seule leur enveloppe est distincte.

Ou *en haute fréquence*, les deux balayages étant dus à des champs électriques ; le premier produit par une oscillation régulière à la fréquence 273.000 environ, le second produit par une décharge dont la durée totale dépasse peu le 1/10.000 de seconde.

Dans ce cas, les oscillations à la fréquence 6.000.000 sont individuellement visibles; mais, naturellement, la durée totale d'enregistrement est réduite à une période de modulation, environ.

27. Nous avons également employé un dispositif légèrement plus compliqué, ayant pour but d'enregistrer simultanément les oscilla-

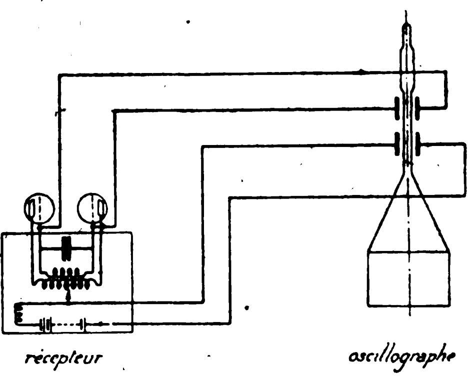
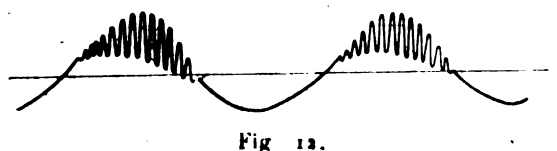


Fig. 11.

tions haute fréquence et *la variation de tension-plaque* des lampes 2-3, qui provoque la super-réaction. On peut ainsi connaître la phase du déclanchement des oscillations libres, par rapport à la variation périodique de résistance. Car, si la résistance négative du circuit n'est pas rigoureusement proportionnelle à la tension de plaque, néanmoins il existe certainement entre les deux grandeurs


Fig 12.

une parenté étroite, leurs maximums et minimums ayant lieu simultanément.

Le dispositif précédent est alors modifié par l'adjonction d'une seconde paire de plaques déviatrices sur le trajet du faisceau cathodique; à cette paire de plaques on applique la tension moyenne des lampes 2 et 3, prise entre le filament et le milieu de la self L_P (fig. 11).

Sur les oscillogrammes obtenus, les ordonnées figurent alors la *somme algébrique* d'une tension de réaction, variable à la fréquence 9.000 environ, et de la tension haute fréquence intermittente.

Autrement dit, les taches, figurant les enveloppes des oscillations haute fréquence, seront *à leur place* sur la courbe de tension-plaque, permettant ainsi de connaître immédiatement la relation de phase entre les deux (fig. 12).

Résultats.

27. Nous grouperons les résultats non pas suivant leur ordre chronologique, mais suivant ce qu'ils démontrent et les fonctionnements auxquels ils se rapportent.

La principale difficulté rencontrée provient du manque de sensibilité de l'oscillographe.

Seules sont visibles, les amplitudes de l'ordre *de quelques volts.*

Par suite, les oscillations *forcées*, dues à un signal *normal*, ne sont jamais visibles; seules, les oscillations libres consécutives, le sont.

Pour arriver à rendre perceptibles les oscillations forcées, il a fallu employer des signaux *anormalement forts*, c'est-à-dire des F. E. M. d'excitation *ridiculement plus grandes* que celles rencontrées dans la pratique. Nous pensons que les résultats sont cependant instructifs, puisque le phénomène étudié demeure de même nature; il est simplement grossi; mais nous devions mentionner que ce n'est pas tout à fait le cas réel.

Super-réaction A, ou téléphonique.

28. Comme nous l'avons vu, elle est obtenue en rendant la variation de résistance, telle que les oscillations libres n'atteignent pas la saturation du tube et s'éteignent complètement à chaque période de modulation.

Pratiquement on s'aperçoit que ces conditions sont réalisées, en écoutant une onde modulée téléphoniquement, et en réglant pour avoir une réception aussi nette que possible.

Un tel fonctionnement est représenté sur les deux figures 13 et 14.

Dans la première, les oscillations haute fréquence figurent seules, avec le balayage sinusoïdal à 500 p : s.

On distingue nettement les taches enveloppes dont l'amplitude est variable et suit la modulation. Un certain nombre sont trop petites pour se dégager du trait. D'autres sont un peu plus grandes, mais il suffit de les comparer avec celles qui figurent au « fonc-

Fig. 13.

Fig 14.

tionnement C » pour voir qu'elles n'arrivent jamais à la saturation du tube.

L'oscillogramme a été pris pendant la réception d'un signal radiotéléphonique de force normale.

La figure 14 représente le même fonctionnement, mais l'enregistrement comporte également la tension moyenne de plaque, superposée à la tension oscillante

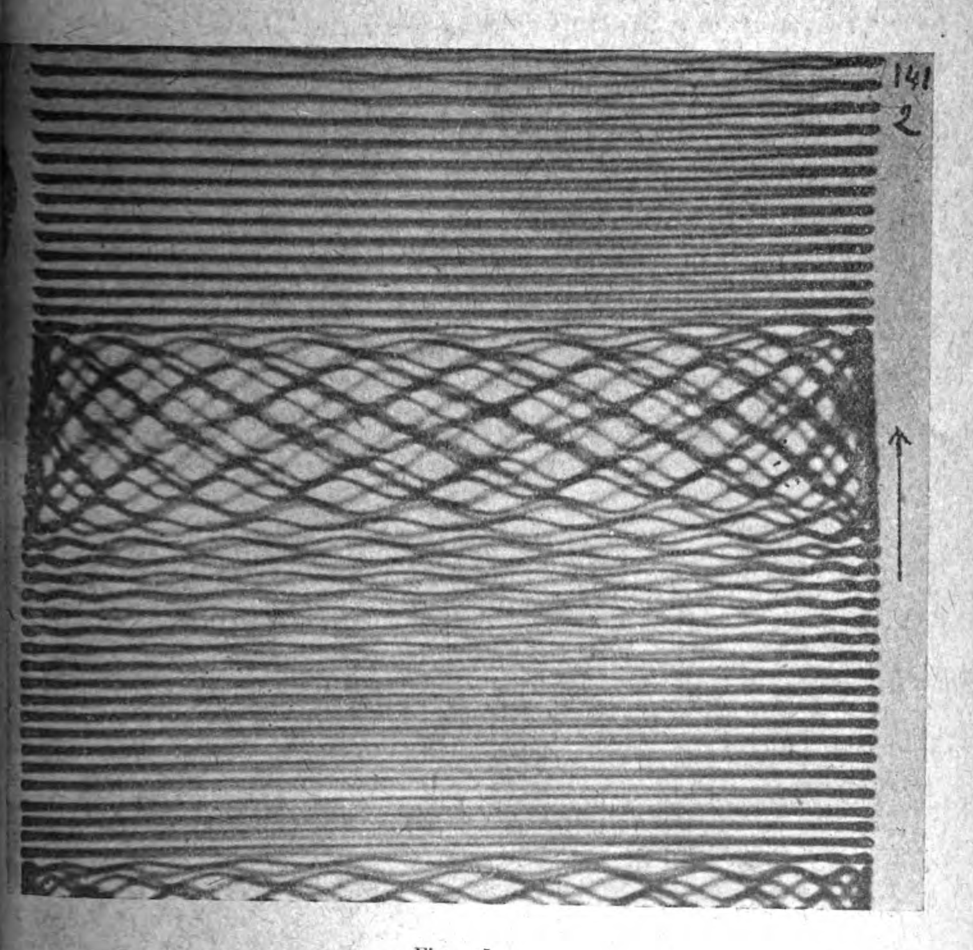


Fig. 15.

On voit nettement la relation de phase qui existe entre les oscillations haute fréquence, et la « modulation ».

Plus l'amplitude maximum atteinte, est faible, plus tard aussi elle est atteinte.

Les oscillations deviennent visibles d'autant plus tard qu'elles sont plus faibles, et finissent toujours au même instant.

Enfin, la figure 15 représente toujours le même fonctionnement, mais analysé *en haute fréquence*.

Le balayage horizontal est à 273.000 périodes par seconde.

Les oscillations haute fréquence à 6.000.000 p : s sont individuellement visibles. On les voit naître progressivement vers *a* puis croître jusque vers la région *b*.

Enfin d'affaiblir et disparaître de nouveau vers *c*.

29. Ces oscillogrammes confirment donc les caractéristiques essentielles du fonctionnement A :

1° Les maximums successifs, sont d'amplitude variable et suivent la modulation, sans jamais parvenir à la saturation du tube;

2° Cela tient à ce que la vitesse de croissance est petite, et que les oscillations libres n'ont *pas le temps* de croître suffisamment pendant l'intervalle de résistance négative.

3° La rapidité d'amortissement est grande, et il est certain que les oscillations résiduelles d'une période à l'autre sont pratiquement négligeables.

Super-réaction B, ou stroboscopique.

30. C'est la plus difficile à étudier; car ce qu'elle comporte d'intéressant, c'est le battement à fréquence F — F', représenté sché-

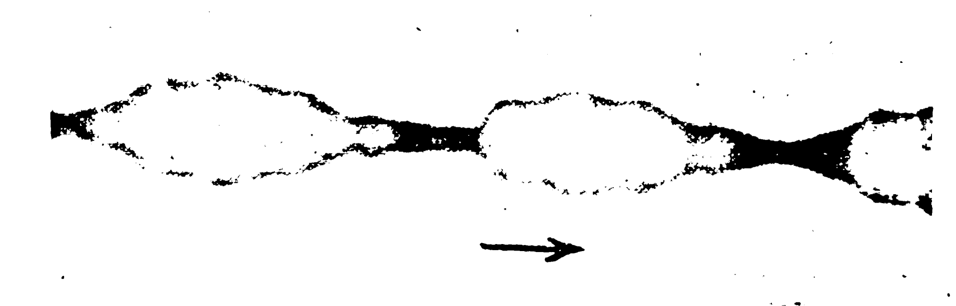


Fig. 16.

matiquement sur la planche II. Mais le schéma n'est pas à l'échelle, et, dans la pratique, le signal étant très faible par rapport aux oscillations locales, ce battement est complètement invisible.

Nous avons donc été obligés de faire les oscillogrammes suivants avec une F. E. M. d'excitation beaucoup trop grande pour simuler un signal réel (de l'ordre de quelques volts). Les enregistrements sont donc moins *réalistes*, et, partant, moins frappants.

La figure 16 prise avec le balayage simple rectiligne décrit au 1°, montre simplement la différence de forme des « enveloppes » par rapport à la super-réaction A. L'amortissement est beaucoup plus lent, les amplitudes sont toujours visibles.

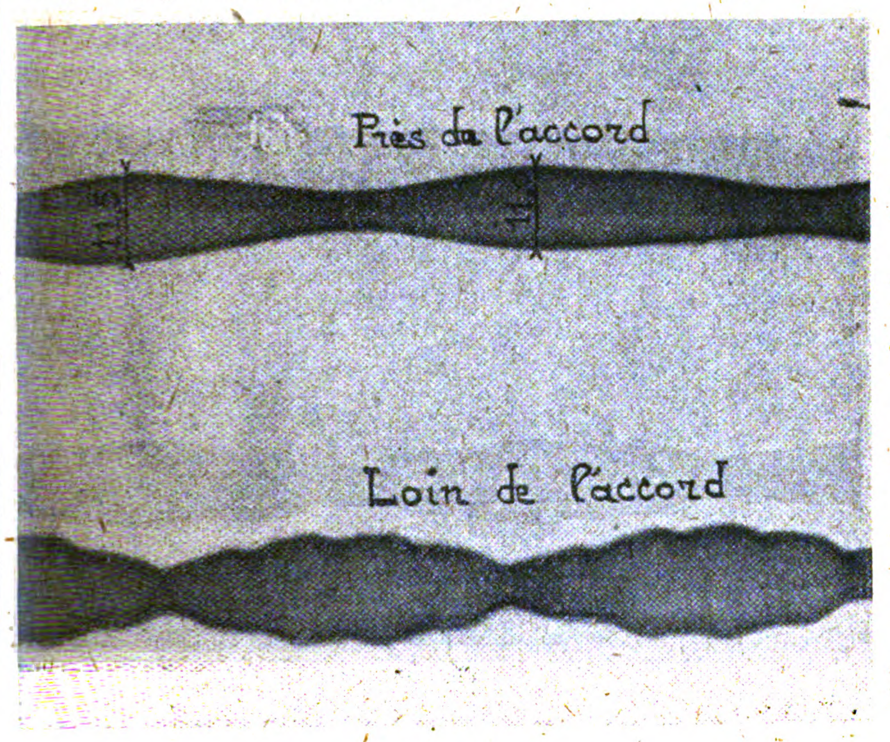


Fig. 17.

Dans la fig. 17, le signal ayant été encore augmenté, les battements à fréquence F — F' sont très visibles.

Dans l'enregistrement supérieur, ils sont assez lents, on est encore très près de l'accord.

Dans l'enregistrement inférieur, ils sont beaucoup plus rapides, parce que le désaccord a été augmenté; leur fréquence est d'environ 50.000.

Et pourtant, *dans les deux cas*, on avait le même sifflement audible de fréquence, 1.000 environ.

Une mesure précise sur le cliché permet de déceler la différence des amplitudes maximums atteintes, au cours de deux périodes successives.

Une comparaison entre la super-réaction B, et la réaction simple, est indiquée par la fig. 18.

En haut la lampe modulatrice *1* était supprimée; le poste fonctionnait en réaction simple. On voit parfaitement le battement

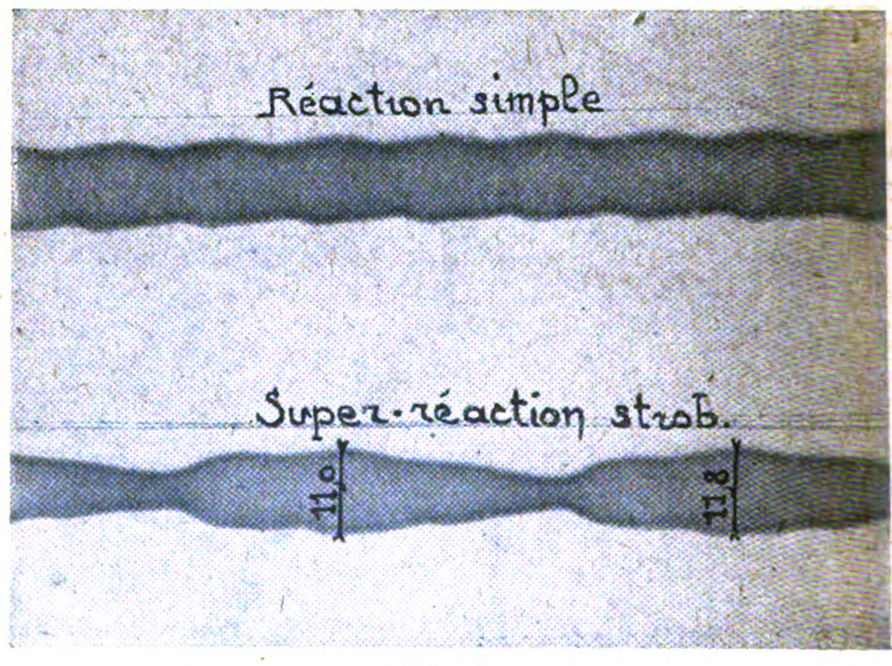


Fig 18.

F — F′, qui était inaudible : on n'entendait effectivement rien aux écouteurs.

En bas, on avait remis en place la lampe modulatrice. La super-réaction B fonctionnait, et bien que le battement F — F′ soit demeuré le même, l'effet stroboscopique provoquait une différence périodique d'amplitude des maximums successifs : d'où un sifflement perceptible aux écouteurs.

Enfin, la figure 19 a été prise avec le balayage sinusoïdal à 200 p : s et l'on y voit un très grand nombre de maximums successifs.

Leur mesure précise sur le cliché montre une variation pério-

dique de leur amplitude, maximum aux régions *MM*, minimum en *mm*.

31. Ces oscillogrammes fournissent donc bien la confirmation des propriétés essentielles du fonctionnement B :

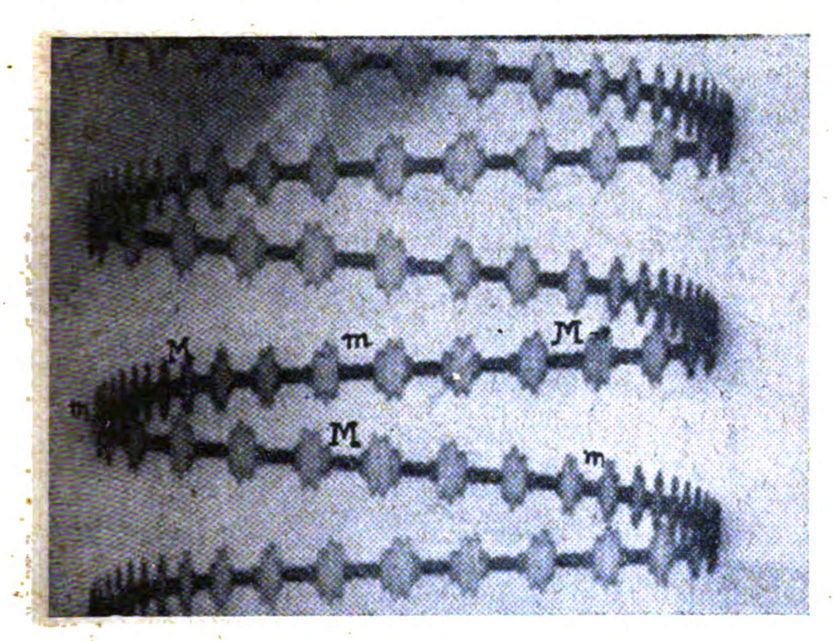


Fig 19.

1° Amortissement assez faible, pour que les oscillations nées au cours d'une période, réagissent sur la période suivante;

2° Effet stroboscopique, rendant inégaux les maximums successifs, avec une périodicité *audible*, même lorsque le battement entre l'onde incidente et l'onde locale est *franchement inaudible*.

Super-réaction C, ou antiparasite.

32. Pour étudier ce fonctionnement, nous avons enregistré les oscillations dans un récepteur, soumis à la fois à l'action d'une onde entretenue, et à celle d'un *brouilleur à ondes amorties*.

Ce brouilleur était un petit poste d'infanterie, alimenté par une batterie de 12 volts; son antenne longeait les fils joignant le récepteur à l'oscillographe, de telle manière que les perturbations induites fussent violentes.

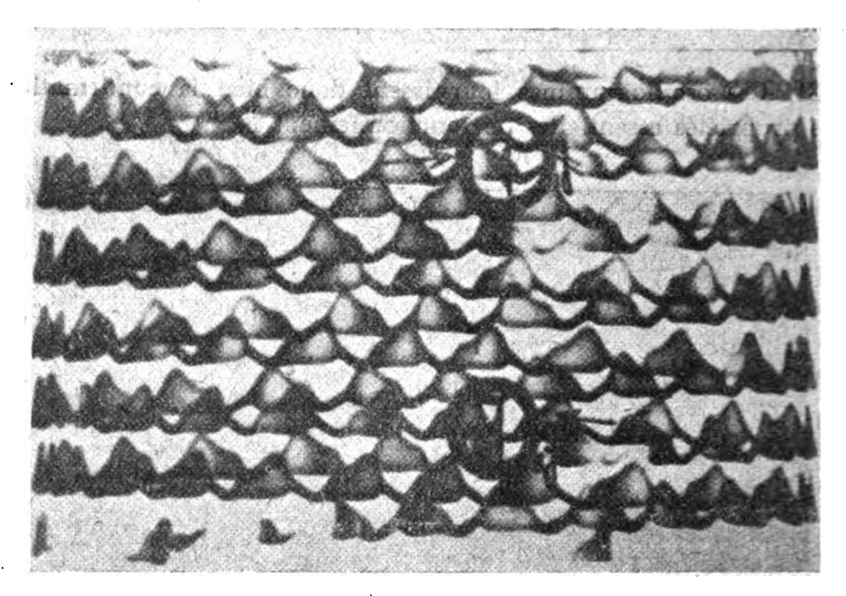


Fig. 20.

Fig. 21.

La longueur d'onde de ce brouilleur était de 200 m. environ.

La figure 20 représente cette réception, enregistrée en même temps que la variation de tension-plaque, avec balayage à 500 p : s.

On voit l'amplitude relativement grande des oscillations H. F. D'après la vitesse des électrons dans le tube, évaluée à 90.000 km par seconde, la déviation du pinceau correspond à une quarantaine de volts sur les *grilles* des lampes 2 et 3). On est donc bien à la saturation de ces lampes.

En $f_1 f_2$ sont les perturbations produites par les trains d'onde du brouilleur; comme ils ne sont pas tombés en opposition de phase et d'amplitude avec le signal, leur effet est inappréciable.

Enfin, la figure 21 représente les oscillations prenant naissance dans le récepteur ainsi réglé, *en l'absence de toute émission.*

On voit que les perturbations locales, irrégularités d'émission des filaments, etc... suffisent à déclancher (en raison de la très forte amplification réalisée), des oscillations libres allant jusqu'à la saturation du tube. Mais ces oscillations sont irrégulières, parfois bien plus petites ou même inappréciables.

Elles se traduisent donc après détection par un *bruit confus*, tandis que la réception d'une onde entretenue se traduit par un silence.

33. On vérifie donc bien les trois conditions de la super-réaction C.

1° La résistance négative atteint des valeurs très élevées, de manière à obtenir la saturation du tube;

2° Une onde entretenue déclanche avec régularité des oscillations toujours égales, d'où silence après détection ; les brouillages sont sans effet;

3° Au contraire, en l'absence d'onde entretenue, les brouillages et perturbations quelconques agissent librement, et provoquent des amorçages irréguliers et un bruit confus aux écouteurs.

Bibliographie « Super-Réaction »

1. Appleton-Thomson, *Journ. Inst. El. Eng.* **62**, février 1924, p. 181 « Relais périodique pour la réception ».
2. Armstrong, brevet anglais 156.330, français 553.079.
3. « Some recent developments of regenerative circuits », *Proc. Inst. Rad. Eng.* 1922, p. 244-260.
4. « La Super-réaction », *Onde El.* novembre 1922.
5. De Bellescize : « La résonance et les atmosphériques », *Onde El.* août-septembre 1927.
6. Blondel : « Théorie graphique des audions générateurs », *Radio-Electricité*, 1920, I, p. 7.
7. Bolitho, Brevets américain 1.407.245 et français 525.554.
8. Brillouin, Fromy : « L'influence des brouillages sur les récepteurs à réaction », *Onde El.* avril, mai, juin 1924..
9. Chaffée : « Regeneration in coupled circuits », *Proc. Inst. Rad. Eng.*, juin 1924, p. 299.
10. Gutton : La lampe à trois Electrodes », *Les Presses Universitaires de France*, 1923.
11. Humbert, Mém. sc. Math., X, 1926.
12. Jolliffe-Rodmann : « A quantitative study of regeration », *Sc. Par. Bur. of Stand*, n° 487 (1924).
13. Kontfschveiller : « Etude d'un circuit oscillant », *O. S. T. Français et Radio-Electricité réunis*, février 1927 et numéros suivants.
14. Landon Jarvis : « An analysis of regenerative amplification », *Proc. Inst. Rad. Eng.* déc. 1925, p. 709.
15. Little : « The limit of regeneration », *Proc. Inst. Rad. Eng.*, août 1924.
16. Moller : « Les Tubes à vide » (en allemand). Traduction du Service technique aéronautique.
16. Poincaré : « Les méthodes nouvelles de la mécanique céleste », I, II, 29 et II, XVIII, 178.
17. Schottky : « Annalen der Physik », 1918, t. 57, p. 541.
18. Turner : Brevet anglais 130.408.
19. « L'emploi de la lampe génératrice comme relais ». Travail présenté le 3 juin 1919 à l'Inst. El. Eng. (London).
20. Van der Bijl : Theory and operating characteristics of the thermi-ionic amplifier ». *Proc. Inst. Rad. Eng.* 1919, p. 99.
21. Van der Pol : « Stabiliseering door kleine trillingen ». *Physica* (Nederlandsch Tidjschrift foor Naturkunde 5, 157-162, 1925.
22. Van der Pol : « Forced oscillations in a circuit with non-linear resistance ». *Phil. Mag.*, janvier 1927.
23. Van der Pol : « On relaxation oscillations », *Phil. Mag.* novembre 1926.



SUR UNE NOUVELLE MÉTHODE D'AMPLIFICATION DES COURANTS ALTERNATIFS A HAUTE FRÉQUENCE

par J. BETHENOD,

Ingénieur en Chef de la Compagnie générale de T. S. F.

SOMMAIRE. — La présente note n'est guère que la reproduction du texte d'un brevet déposé par l'auteur le 26 mai 1924. Depuis cette époque, des dispositions analogues ont été proposées notamment par M. BALTH VAN DER POL JUN.

Nous proposons ici d'exposer une nouvelle méthode d'amplification des courants alternatifs ne comportant pas l'usage de triodes ou appareils similaires. Cette méthode est fondée sur le principe suivant :

Considérons un circuit oscillant comprenant un condensateur de capacité C et une bobine ayant un coefficient de self-induction L, *ces quantités étant variables, toutes deux avec le temps suivant des lois déterminées;* si R est la résistance ohmique totale supposée sensiblement constante, la charge q du condensateur en régime libre satisfait à chaque instant l'équation :

$$\frac{q}{C} + \left(R + \frac{dL}{dt}\right)\frac{dq}{dt} + L\frac{d^2q}{dt^2} = 0. \qquad (1)$$

Supposons maintenant que les lois de variation de C et de L sont inverses, c'est-à-dire que l'on peut écrire :

$$CL = C_0L_0. \qquad (2)$$

les quantités L_0 et C_0 étant des constantes.

L'équation (1) devient :

$$q + C_0 \times \frac{L_0\left(R + \frac{dL}{dt}\right)}{L} \times \frac{dq}{dt} + C_0L_0\frac{d^2q}{dt^2} = 0. \qquad (3)$$

Sous cette forme, on vérifie immédiatement que tout se passe comme si le circuit oscillant possédait une capacité C_0 et un coefficient de sel-induction L_0 constants et une résistance apparente

$$\rho = \frac{L_0\left(R + \frac{dL}{dt}\right)}{L},$$

variable avec le temps.

Admettons donc que le coefficient L varie périodiquement suivant

une fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$ notablement plus faible que la fréquence naturelle

$$\frac{\Omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} .$$

Dans ces conditions, sans résoudre l'équation différentielle (1), on peut déjà concevoir que, moyennant un choix convenable des diverses quantités, la résistance apparente ρ peut être périodiquement négative pendant une certaine durée θ. Si donc le circuit envisagé est soumis par un procédé quelconque à une force électro-motrice périodique de fréquence $\frac{\Omega}{2\pi}$, un courant tendra à s'installer dans le dit circuit et ce courant ira en croissant indéfiniment pendant toute la durée θ, l'amortissement apparent du dit circuit étant alors négatif. On pourra ainsi obtenir un effet amplificateur extrêmement important.

Pour réaliser des variations périodiques de L et de C telles que le produit LC demeure constant, on peut notamment employer un variomètre de type quelconque, couplé mécaniquement avec un condensateur variable, genre Koepsel ou analogue. En donnant aux lames dudit condensateur un profil convenable, on pourra toujours, d'ailleurs, aboutir au résultat cherché. Dans cet ordre d'idées, de très nombreuses variantes sont du reste possibles et la réalisation précédente n'est donnée qu'à titre d'exemple. Si le courant à amplifier est un courant à haute fréquence $\frac{\Omega}{2\pi}$ modulé suivant une loi quelconque, on pourra avantageusement adopter pour la fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$ une valeur au dessus des limites d'audibilité. Dans un pareil cas, le variomètre pourra être constitué éventuellement par une bobine de self-induction à fer, telle que celle proposée pour réaliser en haute fréquence un alternateur homopolaire à réluctance variable (1), etc.... Bien entendu, il n'est pas absolument indispensable, pour obtenir le but proposé de satisfaire la condition (2) et on peut s'en écarter éventuellement, dans une proportion plus ou moins importante (2).

J. BETHENOD.

(1) Voir par exemple le brevet français 502604.

(2) En réalité les dispositions décrites par M. Balth van der Pol Jun. (Voir par exemple *The Experimental Wireless and The Wireless Engineer*, juin 1926, pages 338 et suivantes), ont plutôt pour but la simple génération de courants à haute fréquence. D'ailleurs cet auteur oublie notamment de mentionner que l'idée de l'alternateur auto-excitateur à capacité périodiquement variable est déjà discutée en détail dans une étude de M. M. Brillouin publiée jadis dans l'*Eclairage Electrique* du 3 avril 1897, pages 49 et suivantes.

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T.S.F.

Assemblée générale ordinaire.

Réunion du 17 Avril 1928.

RÉSULTATS DU SCRUTIN

Nombre de votants : 94.

Sont élus :

Président pour 1929-1930 :

M. LUMIÈRE, Membre de l'Institut ; 94 voix.

Vice-Président pour 1928 1929 1930-1931 :

M. BEAUVAIS, Agrégé de l'Université, Ingénieur-Conseil : 94 voix.

Secrétaire pour 1928-1929-1930-1931 :

M. CLAVIER, ingénieur : 93 voix.

Membres du Conseil pour 1928-1929-1930-1931 :

MM. BELIN, Ingenieur-Constructeur : 93 voix.
CARTAULT, Avoué près le Tribunal de la Seine : 94 voix
CORRET, Docteur : 94 voix.
HOLWECK, Chef de Travaux à l'Institut du Radium : 93 voix.
MAILLARD, Ingénieur : 94 voix.
de MARE, Ingénieur : 93 voix.
Commandant METZ, Chef de Bataillon du Génie : 94 voix.
Commandant SAGLIO, Capitaine de Corvette : 94 voix.
TAILLEFER, Avocat à la Cour d'appel : 94 voix.
A. VUIBERT, Editeur ; 94 voix.

Commissaires aux Comptes pour 1928-1929 :

MM. FRANCK, Ingénieur en Chef de l'Aéronautique : 93 voix.
le Général JULLIEN : 94 voix.
WADDINGTON, Ancien Industriel : 94 voix.

Liste des nouveaux Sociétaires.

Sirieys (Raymond), étudiant E. S. E., 155, avenue du Maine, Paris, 14e.

Rondot, lieutenant au 45e bataillon du génie, Hussein-Dey (Alger).

Borrel (Valentin), ingénieur, 12, rue de Verdun, Lyon (Rhône).

Cardon de Lichtbuc (P.-L.), 30, avenue d'Amérique, Anvers (Belgique).

de Callatay (Vincent), lieutenant du génie de l'armée belge, 103, rue de la Marguerite, Uccle-Bruxelles (Belgique).

Laporte (René), enseigne de vaisseau, commandant la station de T. S. F. des Salins-d'Hyères.

Nauroy (Adolphe), industriel, 1, villa Stendhal, Paris, 20e.

Vigneron (Victor), ingénieur des télégraphes, 5, rue Froidevaux, Paris, 14e.

Goldschmidt (Robert), docteur ès sciences, 350, rue Saint-Honoré, Paris, 1er.

Bouveret (Michel), ingénieur des P. T. T., 28, rue de Charenton, Paris, 12e.

Leschi, lieutenant du génie, commandant le parc télégraphique des troupes françaises du Levant, secteur postal 600.

Société de Diffusion Radiotéléphonique de Roumanie, Str. Eugen Carada, no 6, Bucarest (Roumanie).

Salomon (J.), 27, avenue Trudaine, Paris, 9e.

La Roche (André), lieutenant au 15e génie, 2, rue de Léonville, Toul.

du Chaylard (J.), 11, rue de Lille, Paris, 7e.

BAR LE-DUC. IMP. COMTE-JACQUET *L'éditeur-gérant :* ÉTIENNE CHIRON.

LES DIFFÉRENTES MÉTHODES DE DÉTERMINATION DE LA CONDITION D'ENTRETIEN DES OSCILLATIONS DANS LES ÉMETTEURS A LAMPES.

Application à l'Amplificateur à résonance.

Par F. BEDEAU,
Docteur ès sciences,
Agrégé de l'Université.

SOMMAIRE. — L'étude de la condition limite d'entretien a été exposée dans des ouvrages aujourd'hui classiques : *La Lampe à trois électrodes* de M. GUTTON, par exemple, ou encore dans l'ouvrage de GROSZKOWSKI (traduction TEYSSIER) : *La Lampe à plusieurs électrodes et leurs applications*. Toutefois il n'est peut-être pas inutile, ne serait-ce que du point de vue de l'enseignement, de donner une vue d'ensemble des quatre méthodes qui peuvent être utilisées et de faire ressortir les analogies qu'elles présentent inévitablement. Dans l'article qui suit, des exemples seront donnés qui montreront comment, au moyen de l'une des méthodes, on obtient rapidement la condition cherchée; comme dernière application on recherchera la condition d'accrochage d'un amplificateur à résonance utilisant des lampes à grille protégée.

La condition d'entretien des oscillations d'un émetteur et, par suite, d'un amplificateur peut se faire au moyen de quatre méthodes dont nous allons exposer rapidement le principe.

1. — *Première méthode.* — Dans les calculs qui suivront on ne fera intervenir ni les tensions grilles ou plaques continues, ni le courant continu filament plaque; le pôle négatif du filament est pris comme origine des potentiels. Désignant par k, ρ, i, u, v, le pouvoir amplificateur en volts et la résistance interne de la lampe, le courant filament plaque, les tensions grille et plaque on a :

$$\rho i = v + ku \qquad (1)$$

Un type d'oscillateur ayant été choisi, on détermine les courants dans les différentes branches des circuits grille et plaque, on obtient ainsi un système d'équations qui permet, après élimination de i, v, u, et des différents courants en fonction de l'un d'eux.

d'obtenir ce dernier par une équation différentielle susceptible de donner tout à la fois, la période d'oscillation et la condition limite d'entretien.

Dans le cas de l'oscillateur représenté fig. 1 par exemple, on a

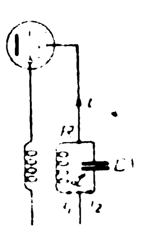


Fig. 1.

en désignant par M le coefficient d'induction mutuelle des bobines de grille et de plaque :

$$i = i_1 - i_2, \quad u = -M\frac{di_1}{dt}, \quad v = -Ri_1 - L\frac{di_1}{dt}, \quad i_2 = -C\frac{dv}{dt},$$

d'où, en tenant compte de (1) et après élimination

$$L\frac{d^2i_1}{dt^2} + \left(R + \frac{L + kM}{C\rho}\right)\frac{di_1}{dt} + \left(1 + \frac{R}{\rho}\right)\frac{i_1}{C} = 0.$$

Le système entretiendra des oscillations si la condition :

$$RC\rho + L + kM \leqslant 0 \qquad (2)$$

est satisfaite : c'est la condition limite d'entretien. Quant à la pulsation ω, elle est donnée par :

$$\omega = \sqrt{\frac{1 + \frac{R}{\rho}}{LC}},$$

en supposant que le premier membre de la relation (2) est égal à zéro.

Il y a déjà dix ans que M. Gutton, dans la notice 27 de l'E.C.M.R. exposait cette méthode. Elle est rigoureuse; par contre, si elle conduit à des calculs simples, ceux-ci sont généralement assez longs, dès que les circuits plaque et grille contiennent des dérivations. Généralement, on arrive à une équation différentielle d'ordre supérieur au second (1); on se tire d'affaire en posant que le courant i,

(1) Pour discuter l'équation caractéristique de ces équations différentielles MM. Blondel et Lavouchy ont utilisé le théorème d'Hurwitz (*Math. Annalen*, p. 46). Leur méthode est exposée dans la R. G. E., t. 6, p. 875. Voir encore Gutton. *Radiotechnique générale*, p. 150.

donné par cette équation, est de la forme :

$$i_1 = I_1 e^{j\omega t}, \qquad (j = \sqrt{-1}).$$

En écrivant l'égalité des parties réelles et imaginaires, on obtient deux équations : l'une donne la condition limite d'entretien, l'autre la pulsation.

2. — *Deuxième méthode. — La lampe envisagée comme relais.* — Intercalons dans le circuit de grille (fig. 2) une tension alterna-

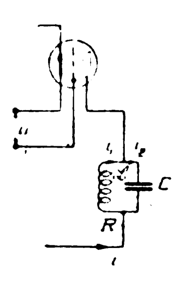


Fig. 2.

tive u; les équations utilisées précédemment (1re méthode) subsistent, sauf la relation $u = -M\frac{di_1}{dt}$. Après élimination en fraction de i_1, on obtient l'équation :

$$L\frac{d^2 i_1}{dt^2} + \left(R + \frac{L}{C\rho}\right)\frac{di_1}{dt} + \left(1 + \frac{R}{\rho}\right)\frac{i_1}{C} = \frac{ku}{C\rho}.$$

Posons $u = U \sin \omega t$ et $i_1 = I_1 \sin(\omega t - \varphi)$
on aura

$$I_1 = \frac{kU}{\rho\sqrt{\left(RC + \frac{L}{\rho}\right)^2 \omega^2 + \left(1 + \frac{R}{\rho} - LC\omega^2\right)^2}}.$$

Ce courant est maximum pour :

$$\omega^2 = \frac{1 + \frac{R}{\rho}}{LC}$$

et prend la valeur

$$I_1 = \frac{kU}{(\rho RC + L)\omega}.$$

Le potentiel maximum de plaque V a pour valeur :

$$V = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}\, I_1 = \frac{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}\, kU}{(\rho RC + L)\omega},$$

et l'amplification en volts μ pour cet étage d'amplificateur à résonance est :

$$\mu = \frac{V}{U} = \frac{k\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}{(\rho RC + L)\omega}.$$

Imaginons maintenant qu'il y ait réaction du circuit de plaque sur le circuit de grille. Désignons par v' une certaine tension plaque; du fait de la réaction, que la lampe soit allumée ou éteinte, il en résultera une tension grille u' avec, dans l'exemple considéré :

$$\frac{V'}{U'} = \frac{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}{M\omega}.$$

En résumé, lorsqu'une tension u est appliquée à la grille, il se produit à la plaque, *du fait de l'amplification*, une tension v. Mais, d'autre part, si on applique une tension v' à la plaque, il se produit à la grille une tension u', que les lampes soient allumées ou éteintes et cela du fait de la *réaction*.

Il y aura accrochage si la tension maxima U′ après amplification est supérieure ou égale à V′, c'est-à-dire si :

$$\mu U' \geqslant V'$$

ou encore

$$\mu \geqslant \frac{V'}{U'}.$$

Telle est la condition limite d'entretien sous la forme que lui a donnée Hull [1].

Dans le cas de l'exemple choisi on a :

$$\frac{k\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}{(\rho RC + L)\omega} \geqslant \frac{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}{M\omega}$$

ou :

$$kM \geqslant \rho RC + L.$$

Les signes ne sont pas respectés parce que l'on n'a fait intervenir que les modules des grandeurs.

3. — *Simplification de la méthode.* — Avec des circuits plaque et grille un peu complexes, la méthode est évidemment aussi longue que la précédente. Les calculs sont grandement simplifiés si l'on tient compte du fait suivant :

L'impédance du circuit de plaque est équivalente à deux impé-

---

(1) Hull, *Phys. rev.* vol. 27, avril 1925, p. 439. Cette condition n'est autre que celle donnée par M. Gutton, sous une forme un peu différente. *La Lampe à trois lectrodes*, conférences-rapports, p. 38 et p. 103.

dance purement ohmique que nous désignerons par R′ et une impédance inductive; on ne commet pas une erreur importante en écrivant que les oscillations s'amorcent pour une pulsation ω telle que l'impédance inductive soit nulle. En écrivant qu'il en est ainsi, on obtiendra la pulsation de résonance.

Pour obtenir la condition limite d'entretien, on remarquera que puisque l'impédance du circuit de plaque est purement ohmique et égale à R′ on a $v = -R'i$; tenant compte de l'équation (1) il vient :

$$(\rho + R')i = ku, \qquad v = -\frac{R'ku}{\rho + R'} = \frac{-ku}{1 + \frac{\rho}{R'}},$$

d'où

$$\mu = \frac{v}{u} = \frac{-k}{1 + \frac{\rho}{R'}}.$$

La relation précédente [1] exprime les faits bien connus suivants :

1° i et u sont en phase;

2° u est décalé de 180° sur v.

Si alors on applique une tension v' à la plaque, la réaction pro-

$$\frac{-S}{\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R'}}.$$

duira une tension u' à la grille et la condition d'entretien sera donnée par :

$$\mu \geqslant \frac{v'}{u'}, \qquad \text{ou} \qquad \frac{-k}{1 + \frac{\rho}{R'}} \geqslant \frac{v'}{u'}. \qquad (3)$$

Prenant toujours l'exemple de la figure 1, on a : $v' = -jL\omega i_1$ et $u_1 = -jM\omega i_1$ (en négligeant R devant $jL\omega$), d'où en remarquant que pour un circuit bouchon $R' = \frac{L}{CR}$:

$$\frac{-k}{1 + \frac{\rho CR}{L}} \geqslant \frac{L}{M},$$

ou encore :

$$CR + L + kM \leqslant 0.$$

(1) Si on fait intervenir la pente $S = \frac{k}{\rho}$ de la caractéristique, μ prend la forme symétrique

4. — *Troisième méthode.* — L'oscillateur envisagé comme circuit *à résistance négative.* — Lorsqu'un courant prend naissance dans le circuit plaque, il se développe dans ce circuit des forces contre-électromotrices, les unes déphasées de 180° sur le courant, les autres déphasées de 90° en avant ou en arrière. En première approximation, on peut dire que des oscillations s'amorceraient si ces dernières étaient équilibrées, c'est-à-dire si l'impédance inductive du circuit-plaque était nulle. Quant aux premières, elles ne peuvent être contre-balancées que par une force électromotrice de signe contraire, c'est-à-dire en phase avec le courant plaque i. Désignant toujours par R' l'impédance purement ohmique du circuit-plaque et par r la résistance négative introduite du fait de la lampe (la f. é. m. créée étant de la forme ri), la condition d'entretien sera :

$$r + R' \leqslant 0. \qquad (4)$$

Nous allons déterminer la valeur de r.

Comme précédemment, nous désignerons par v', u', i', les potentiels de plaque, de grille et le courant plaque *lorsqu'il y a réaction.* v' résulte donc de u' obtenu lui-même par l'action de i' et on a : $v' = ri'$; or :

$$\rho i' = v' + ku' = v'\left(1 + k\frac{u'}{v'}\right), \quad \frac{v'}{i'} = r = \frac{\rho}{1 + k\frac{u'}{v'}}.$$

Reprenant l'exemple de la figure 1, on a :

$$\frac{u'}{v'} = \frac{M}{L},$$

et la condition (4) s'écrit :

$$\frac{\rho}{1 + k\frac{M}{L}} + \frac{L}{CR} \leqslant 0,$$

ou encore :

$$\rho CR + L + kM \leqslant 0.$$

Première remarque. — La relation (4) est équivalente à la relation (3). En effet, on la transforme de la façon suivante :

$$\frac{\rho}{1 + k\frac{u'}{v'}} + R' \leqslant 0,$$

$$\frac{\rho}{R'} + 1 + k\frac{u'}{v'} \leqslant 0,$$

$$\frac{\rho}{R'} + 1 \leqslant -k\frac{u'}{v'},$$

$$\frac{-k}{1+\frac{\rho}{R'}} \geqslant \frac{v'}{u'}.$$

Ce qui est bien la condition 3.

Deuxième remarque. — Ecrire que l'impédance inductive du circuit de plaque est nulle et déduire de cette relation la valeur de la pulsation, c'est évidemment écrire que celle-ci sera indépendante des constantes de la lampe k et ρ. Ceci n'est vrai qu'en première approximation et ainsi que l'a remarqué Fromy [1], la lampe introduit une force électromotrice qui, en général, ne sera pas de la forme ri, mais bien de la forme

$$ri + A\frac{di}{dt}.$$

A désignant une constante.

La condition limite d'entretien ne sera pas modifiée, elle sera toujours donnée par :

$$r + R' \leqslant 0,$$

la pulsation de résonance sera fonction de A lui-même fonction de k et ρ (et par conséquent du chauffage).

5. — *Autre forme de la troisième méthode. — Utilisation des caractéristiques dynamiques.* — L'étude d'un oscillateur à lampes au moyen des caractéristiques dynamiques a été développée par M. Blondel (*Radio-électricité*, T. I, p. 7 et 6, 1910) et reproduite par M. Gutton (*La lampe à trois électrodes*, p. 109). Cette étude, comme on va le voir, met en évidence le rôle de la résistance négative introduite par la lampe et se rapproche par conséquent beaucoup de la troisième méthode.

Prenons encore comme exemple l'oscillateur de la figure 1 et supposons l'enroulement des bobines de grille et de plaque effectué de telle sorte que le coefficient M soit négatif, de valeur M_1, M_1 désignant un nombre positif et que, d'autre part $kM_1 > L$.

Du fait de la réaction, on a toujours :

$$\frac{u'}{v'} = \frac{M}{L} = -\frac{M_1}{L},$$

$$i' = v'\frac{1}{\rho}\left(1 + k\frac{u'}{v'}\right) = v'\frac{1}{\rho}\left(1 - \frac{kM_1}{L}\right) = \frac{v'}{r}. \qquad (5)$$

(1) *Onde Electrique*, n° 46, p. 435, octobre 1925.

Traçons deux axes de coordonnée et portons en abscisses le potentiel de plaque (y compris la tension continue) et en ordonnées le courant total filament plaque (fig. 3). Soit encore $0''$ le point de fonctionnement, c'est-à-dire qu'en l'absence d'oscillations le courant filament plaque est $0'0''$, en ce point, $i' = 0$ et $v' = 0$.

L'équation $i' = f(v')$ est la caractéristique dynamique; l'équa-

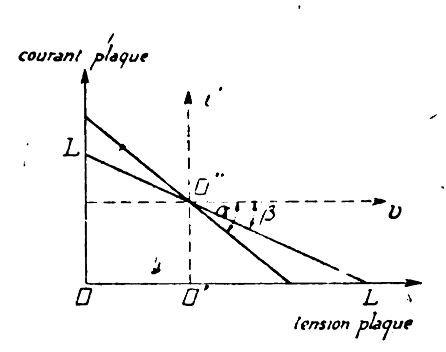


Fig 3.

tion 5 nous montre que c'est une droite AA de coefficient angu-
tion 5 nous montre que c'est une droite de coefficient angulaire

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{r}$$

Si, d'autre part, on applique une tension u à la grille il en résulte une tension v à la plaque et il y aura dans le circuit plaque un courant i donné par :

$$v = -R'i = -\frac{L}{CR}i.$$

Cette équation représente une droite telle que la droite LL de coefficient angulaire $\operatorname{tg} \beta = -\frac{1}{R'}$

Les oscillations s'amorcent si $|\alpha| > |\beta|$. En effet, comme les deux coefficients angulaires sont négatifs, ceci revient à écrire :

$$\operatorname{tg} \alpha < \operatorname{tg} \beta$$

c'est-à-dire :

$$\frac{1 + k\frac{u'}{v'}}{\rho} < -\frac{1}{R'}, \qquad 1 + \frac{\rho}{R'} < -k\frac{u'}{v'},$$

ou enfin

$$\frac{-k}{1+\frac{\rho}{R'}} > \frac{v'}{u'},$$

ce qui est bien la condition 3.

Remarque. — En fait, le tracé des caractéristiques dynamiques permet non seulement la détermination de la condition limite d'entretien, seul but que nous nous proposons ici, mais encore une étude complète de l'oscillateur. Ces caractéristiques ne peuvent être assimilées à des droites qu'autant que les caractéristiques statiques peuvent elles-mêmes être assimilées à des droites. Lorsqu'il n'en est pas ainsi, on obtiendra point par point la caractéristique

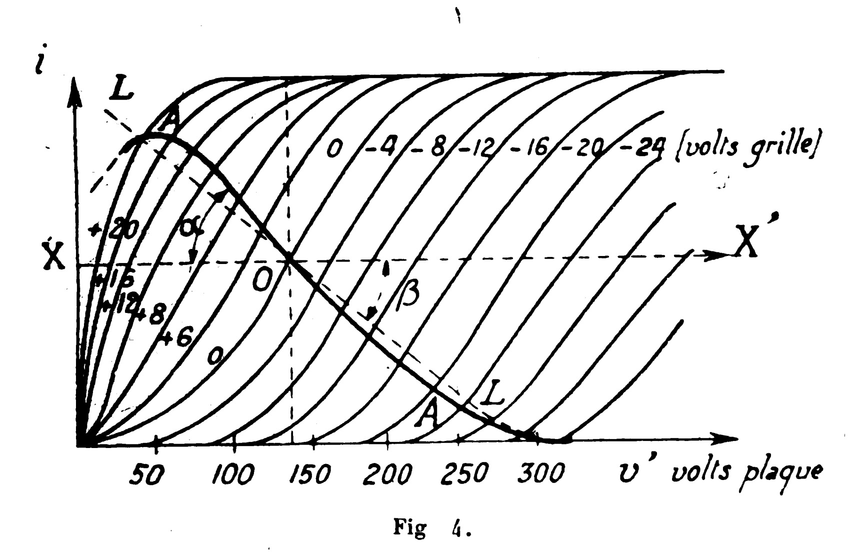


Fig 4.

dynamique si on suppose tracé le faisceau des caractéristiques statiques. Il suffit de remarquer que si on se donne une valeur de v', la valeur correspondante en u' est donnée par :

$$u' = -\frac{M_1}{L}v',$$

connaissant u' et v' on aura un point de la courbe et par conséquent i'. La courbe AA de la figure 4, représentant une telle caractéristique, est empruntée à l'ouvrage de M. Gutton.

6. — *Quatrième méthode. — Utilisation de la « caractéristique de travail » et de la « droite de couplage ».*

Cette méthode a été particulièrement développée par Groszkowski. Au lieu de tracer la courbe $i = f(v)$, on trace la courbe $i = \varphi(u)$

dite « caractéristique de travail » (fig. 5). De même que la courbe de la figure 4, elle peut être obtenue point par point quand on connaît le faisceau de caractéristiques statiques. Si celles-ci pouvaient être confondues avec des droites, la caractéristique de travail serait elle-même une droite d'équation :

$$(\rho + R')i = ku.$$

Comme, en réalité, les caractéristiques statiques ne sont pas des droites, l'équation précédente représentera non pas la caractéristique de travail, mais bien l'équation de la tangente à la courbe en chaque point, tangente dont le coefficient angulaire est tg β; on a :

$$\text{tg}\,\beta = \frac{i}{u} = \frac{k}{\rho + R'}.$$

Si maintenant, aux bornes du circuit de plaque, on applique

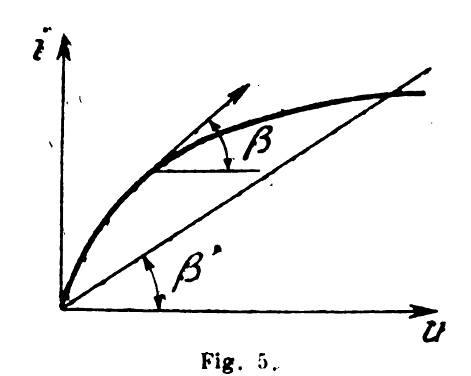


Fig. 5.

une tension v', il se produira un courant i' dans le même circuit et, par suite, du fait de la réaction, une tension u' aux bornes du circuit de grille. Pour un circuit plaque déterminé, le rapport $\frac{i'}{u'}$ ne dépend que des constantes du circuit; la relation $i' = \psi(u')$ est une droite, de coefficient angulaire tg β' : cette droite est la « droite de couplage ».

. Le rapport $\frac{i'}{u'} = \text{tg}\,\beta'$ mesure en quelque sorte la réaction et des oscillations s'entretiendront si $\frac{i'}{u'} > \frac{i}{u}$. Reportons-nous, une fois de plus, au schéma de la fig. 1.

On a :

$$\frac{v'}{u'} = \frac{L}{M} = -\frac{R'i'}{u'} = -\frac{L}{CR}\,\frac{i'}{u'},$$

d'où

$$\frac{i'}{u'} = -\frac{\mathrm{CR}}{\mathrm{M}}.$$

La condition d'entretien est : $\frac{i'}{u'} > \frac{i}{u}$ c'est-à-dire

$$-\frac{\mathrm{CR}}{\mathrm{M}} > \frac{k}{\rho + \mathrm{R}'},$$

ou

$$-\frac{\mathrm{CR}}{\mathrm{M}} > \frac{k}{\rho + \frac{\mathrm{L}}{\mathrm{CR}}},$$

c'est-à-dire :

$$-\frac{1}{\mathrm{M}} > \frac{k}{\rho\mathrm{CR} + \mathrm{L}},$$

ce qui s'écrit :

$$\rho\mathrm{CR} + \mathrm{L} + k\mathrm{M} < 0.$$

Remarque. — La condition $\frac{i'}{u'} > \frac{i}{u}$ se ramène immédiatement à la condition 3. En effet :

$$v' = -\mathrm{R}'i' = v'\frac{u'}{u'},$$

d'où

$$\frac{i'}{u'} = -\frac{v'}{u'}\frac{1}{\mathrm{R}'},$$

et comme

$$\frac{i}{u} = \frac{k}{\rho + \mathrm{R}'},$$

on a

$$-\frac{v'}{u'}\frac{1}{\mathrm{R}'} > \frac{k}{\rho + \mathrm{R}'},$$

$$\frac{v'}{u'} < \frac{-k}{\rho + \mathrm{R}'},$$

ou

$$\frac{-k}{1 + \frac{\rho}{\mathrm{R}'}} > \frac{v'}{u'}.$$

7. — *Conclusion.* — Tous les procédés utilisés (sauf celui de la première méthode) reviennent à comparer deux des grandeurs u, i ou v à deux des grandeurs u', i' ou v'. Rappelons que, désignant par u un potentiel appliqué à la grille, nous désignons par v et i le po-

tentiel et le courant plaque qui en résultent; si, au contraire, on applique une tension v' à la plaque, il se produit un courant désigné par i', tandis que u' est la tension grille provenant de la réaction.

Pour obtenir la condition limite d'entretien, on écrit donc soit :

$$\frac{v}{u} = \frac{v'}{u'} \quad \text{(deuxième méthode)},$$

soit :

$$\frac{v}{i} = \frac{v'}{i'} \quad \text{(troisième méthode)},$$

ou encore :

$$\frac{i}{v} = \frac{i'}{v'} \quad \text{(méthode de la caractéristique dynamique)}$$

soit enfin :

$$\frac{i}{u} = \frac{i'}{u'} \quad \text{(quatrième méthode)}.$$

Sous cette forme résumée, les analogies des différentes méthodes apparaissent clairement.

Nous allons maintenant appliquer la deuxième méthode à quelques circuits classiques.

La pulsation est obtenue en écrivant que l'impédance inductive du circuit de plaque est nulle, la condition limite d'entretien est obtenue en écrivant que :

$$\mu > \frac{v'}{u'} \qquad \text{avec} \qquad \mu = \frac{-k}{1 + \frac{\rho}{R'}},$$

R' désignant l'impédance ohmique du circuit de plaque.

8. — *Premier exemple* (fig. 6). — L'impédance inductive du circuit de plaque est sensiblement nulle lorsque : $LC\omega^2 = 1$

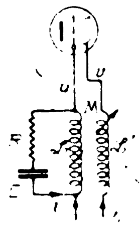


Fig. 6.

on a d'autre part :

$$-v = jL'\omega i_1 + jM\omega i$$

et
$$-jM\omega i_1 = \left\{R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)\right\} i.$$

Par suite en tenant compte de ce que $LC\omega^2 = 1$, on a :
$$-v = \frac{M^2\omega^2 i_1}{R} + jL'\omega i_1.$$

L'impédance ohmique du circuit de plaque est donc
$$R' = \frac{M^2\omega^2}{R}.$$

Appliquons maintenant une tension v' aux bornes du circuit de plaque, il en résultera un courant i'_1 dans ce même circuit et un courant i' dans le circuit de grille, on a :
$$i' = -\frac{jM\omega i'_1}{R}, \qquad u' = jL\omega i' = \frac{LM\omega^2 i'_1}{R}\left(\frac{-Rv'}{M^2\omega^2}\right) = -\frac{Lv'}{M}.$$
ou
$$\frac{v'}{u'} = \frac{M}{L}.$$

La condition d'entretien est donc :
$$\frac{-k}{1 + \frac{\rho R}{M^2\omega^2}} > \frac{M}{L},$$
c'est-à-dire $M^2 + MkL + \rho RLC \leqslant 0$.

9. — *Deuxième exemple* (fig. 7). — L'impédance Z du circuit de

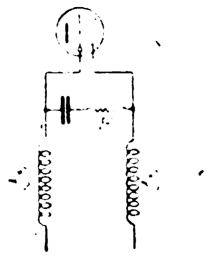


Fig. 7

plaque est donnée par :
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{jL_1\omega} + \frac{1}{R + j\left(L_2\omega - \frac{1}{C\omega}\right)},$$
$$Z = \frac{jRL_1\omega - L_1\omega\left(L_2\omega - \frac{1}{C\omega}\right)}{R + j\left[(L_1 + L_2)\omega - \frac{1}{C\omega}\right]}.$$

Comme R est petit, le terme imaginaire disparaît pour :

$$(L_1 + L_2)C\omega^2 = 1$$

d'où ω.

L'impédance Z pour une telle valeur de ω se réduit alors sensiblement à une résistance pure R′ telle que :

$$R' = \frac{L_1^2}{R} \frac{1}{C(L_1 + L_2)}.$$

On a, d'autre part, en appliquant une tension v' aux bornes du circuit de plaque et en désignant par i' le courant dans ABD :

$$v' - u' = \left(R - \frac{j}{C\omega}\right)i' \neq \frac{-ji'}{C\omega},$$

et comme

$$u' = jL_2\omega i'$$

on a :

$$\frac{v'}{u'} = 1 - \frac{1}{L_2C\omega^2} = 1 - \frac{L_1 + L_2}{L_2} = -\frac{L_1}{L_2}.$$

Ecrivons que $\mu > \frac{v'}{u'}$; il vient :

$$L_2 = \frac{L_1(L_1 + \rho CR)}{kL_1 - \rho RC}.$$

10. — *Troisième exemple* (fig. 8). — L'impédance Z du circuit de plaque est donnée par :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R - \frac{j}{C\omega}} + \frac{1}{jL\omega} + \frac{1}{j\left(l\omega - \frac{1}{\gamma\omega}\right)},$$

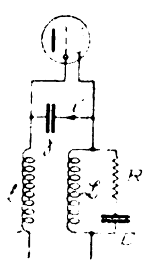


Fig. 8.

ou

$$Z = \frac{R\left[\frac{L_1}{\gamma} - Ll\omega^2\right] + j\frac{L}{C}\left(\omega l - \frac{1}{\gamma\omega}\right)}{\left(\frac{L}{C} + \frac{l}{\gamma} + \frac{l}{C} - \omega^2 Ll - \frac{1}{C\gamma\omega^2}\right) + jR\left(\omega L + \omega l - \frac{1}{\gamma\omega}\right)},$$

Z est de la forme

$$\frac{A + jB}{A' + jB'} = \frac{AA' + BB' + j(BA' - AB')}{A'^2 + B'^2}.$$

On obtiendra la pulsation ω en écrivant que :

$$BA' - AB' = 0.$$

Or, comme R est supposé petit, on a sensiblement $A = 0$, il en résulte que $BA' = 0$.

D'autre part :

$$v' = -\frac{ji'}{\gamma\omega} + j\omega i', \qquad v' - u' = -\frac{ji'}{\gamma\omega}, \qquad u' = jl\omega i',$$

d'où

$$v' - u' = \frac{-u'}{\gamma l\omega^2} \quad \text{et} \quad \frac{v'}{u'} = \frac{\gamma l\omega^2 - 1}{\gamma l\omega^2}.$$

Mais $\gamma l\omega^2 \neq 1$, car si cette expression était égale à l'unité, v' et u' seraient en phase, alors qu'ils doivent être décalés de 180°.

Mais $B = \frac{L}{C}\left(\omega l - \frac{1}{\gamma\omega}\right)$; puisque $\gamma l\omega^2 \neq 1$, il en résulte que $B \neq 0$.

La pulsation est donc donnée par :

$$A' = 0, \text{ c'est-à-dire par } \frac{L}{C} + \frac{l}{\gamma} + \frac{l}{C} - \omega^2 Ll - \frac{1}{C\gamma\omega^2} = 0,$$

ou encore par :

$$\frac{1}{\omega^4} - \frac{1}{\omega^2}(LC + l\gamma + L\gamma) + LlC\gamma = 0.$$

Les deux racines de l'équation en $\frac{1}{\omega^2}$ sont positives mais l'une est plus petite que γl et l'autre plus grande. Comme l'expression $\frac{v'}{u'}$ doit être négative il est nécessaire que $\gamma l\omega^2 < 1$ et par conséquent on doit avoir $\frac{1}{\omega^2} > \gamma l$. On devra donc choisir la plus grande racine et on aura :

$$\frac{1}{\omega^2} = \frac{LC + l\gamma + L\gamma}{2} + \sqrt{\left(\frac{LC + l\gamma + L\gamma}{2}\right)^2 - LlC\gamma}.$$

Pour une telle valeur de ω^2, l'impédance du circuit de plaque se réduit sensiblement à une résistance pure R' telle que :

$$R' = \frac{L}{CR}\,\frac{1 - l\gamma\omega^2}{1 - \gamma\omega^2(L + l)}.$$

La condition limite d'entretien est donnée par :

Comme R est petit, le terme imaginaire disparaît pour :

$$(L_1 + L_2)C\omega^2 = 1$$

d'où ω.

L'impédance Z pour une telle valeur de ω se réduit alors sensiblement à une résistance pure R' telle que :

$$R' = \frac{L_1^2}{R} \frac{1}{C(L_1 + L_2)}.$$

On a, d'autre part, en appliquant une tension v' aux bornes du circuit de plaque et en désignant par i' le courant dans ABD :

$$v' - u' = \left(R - \frac{j}{C\omega}\right)i' \neq \frac{-ji'}{C\omega},$$

et comme

$$u' = jL_2\omega i'$$

on a :

$$\frac{v'}{u'} = 1 - \frac{1}{L_2C\omega^2} = 1 - \frac{L_1 + L_2}{L_2} = -\frac{L_1}{L_2}.$$

Ecrivons que $\mu > \frac{v'}{u'}$; il vient :

$$L_2 = \frac{L_1(L_1 + \rho CR)}{kL_1 - \rho RC}.$$

10. — *Troisième exemple* (fig. 8). — L'impédance Z du circuit de plaque est donnée par :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R - \frac{j}{C\omega}} + \frac{1}{jL\omega} + \frac{1}{j\left(l\omega - \frac{1}{\gamma\omega}\right)},$$

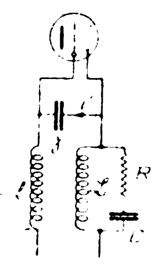


Fig. 8.

ou

$$Z = \frac{R\left[\frac{L_1}{\gamma} - Ll\omega^2\right] + j\frac{L}{C}\left(\omega l - \frac{1}{\gamma\omega}\right)}{\left(\frac{L}{C} + \frac{l}{\gamma} + \frac{l}{C} - \omega^2 Ll - \frac{1}{C\gamma\omega^2}\right) + jR\left(\omega L + \omega l - \frac{1}{\gamma\omega}\right)},$$

Z est de la forme

$$\frac{A + jB}{A' + jB'} = \frac{AA' + BB' + j(BA' - AB')}{A'^2 + B'^2}.$$

On obtiendra la pulsation ω en écrivant que :

$$BA' - AB' = 0.$$

Or, comme R est supposé petit, on a sensiblement $A = 0$, il en résulte que $BA' = 0$.

D'autre part :

$$v' = -\frac{ji'}{\gamma\omega} + jl\omega i', \qquad v' - u' = -\frac{ji'}{\gamma\omega}, \qquad u' = jl\omega i',$$

d'où

$$v' - u' = \frac{-u'}{\gamma l\omega^2} \qquad \text{et} \qquad \frac{v'}{u'} = \frac{\gamma l\omega^2 - 1}{\gamma l\omega^2}.$$

Mais $\gamma l\omega^2 \neq 1$, car si cette expression était égale à l'unité, v' et u' seraient en phase, alors qu'ils doivent être décalés de 180°. Mais $B = \frac{L}{C}\left(\omega l - \frac{1}{\gamma\omega}\right)$; puisque $\gamma l\omega^2 \neq 1$, il en résulte que $B \neq 0$.

La pulsation est donc donnée par :

$$A' = 0, \quad \text{c'est à-dire par} \quad \frac{L}{C} + \frac{l}{\gamma} + \frac{l}{C} - \omega^2 Ll - \frac{1}{C\gamma\omega^2} = 0,$$

ou encore par :

$$\frac{1}{\omega^4} - \frac{1}{\omega^2}(LC + l\gamma + L\gamma) + LlC\gamma = 0.$$

Les deux racines de l'équation en $\frac{1}{\omega^2}$ sont positives mais l'une est plus petite que γl et l'autre plus grande. Comme l'expression $\frac{v'}{u'}$ doit être négative il est nécessaire que $\gamma l\omega^2 < 1$ et par conséquent on doit avoir $\frac{1}{\omega^2} > \gamma l$. On devra donc choisir la plus grande racine et on aura :

$$\frac{1}{\omega^2} = \frac{LC + l\gamma + L\gamma}{2} + \sqrt{\left(\frac{LC + l\gamma + L\gamma}{2}\right)^2 - LlC\gamma}.$$

Pour une telle valeur de ω^2, l'impédance du circuit de plaque se réduit sensiblement à une résistance pure R' telle que :

$$R' = \frac{L}{CR}\,\frac{1 - l\gamma\omega^2}{1 - \gamma\omega^2(L + l)}.$$

La condition limite d'entretien est donnée par :

$$\mu > \frac{v'}{u'} \qquad \text{ou} \qquad \frac{-k}{1+\frac{\rho}{R'}} > \frac{v}{u}.$$

Remplaçant R′ ainsi que $\frac{v'}{u'}$ par leurs valeurs, on trouve :

$$\gamma = \frac{1}{\omega^2} \frac{L+\rho CR}{Ll(1+k)+\rho CR(L+l)}.$$

11. — *Quatrième exemple* (fig. 9). — Si on remarque que le coefficient d'induction mutuelle des deux selfs λ et L est négatif, l'im-

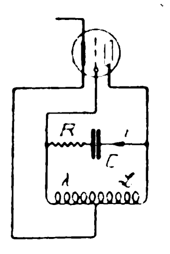


Fig. 9.

pédance du circuit de plaque est donnée par :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{j(L-M)\omega} + \frac{1}{R+j\left[(\lambda-M)\omega-\frac{1}{C\omega}\right]},$$

d'où

$$Z = \frac{-(L-M)\left[(\lambda-M)\omega^2-\frac{1}{C}\right]+jR(L-M)\omega}{R+j\left[(L+\lambda-2M)\omega-\frac{1}{C\omega}\right]}.$$

Comme R est toujours petit, l'impédance est purement ohmique lorsque :

$$(L+\lambda-2M)C\omega^2 = 1.$$

Lorsque cette condition est satisfaite, la résistance R′ du circuit plaque a pour valeur :

$$R' = \frac{1}{RC}\frac{(L-M)^2}{L+\lambda-2M}.$$

D'autre part :

$$v'-u' = \left(R-\frac{j}{C\omega}\right)i', \qquad u' = j(\lambda-M)\omega i',$$

d'où

$$v'-u' = \left(R-\frac{j}{C\omega}\right)\frac{u'}{j(\lambda-M)\omega} \neq \frac{-u'}{(\lambda-M)C\omega^2}.$$

Finalement :

$$\frac{v'}{u'} = 1 - \frac{1}{C\omega^2(\lambda - M)} = \frac{M - L}{\lambda - M}.$$

Ecrivons que $\mu > \frac{v'}{u'}$; il vient :

$$\frac{-k(M - L)^2}{(L - M)^2 + \rho RC(L + \lambda - 2M)} > \frac{L - M}{M - \lambda}.$$

Si on remarque que $M^2 < L\lambda$ et si on suppose $L > M$ (on aura par suite $\lambda < M$), l'inégalité précédente prend la forme :

$$\rho RC(L + \lambda - 2M) < (L - M)[k\lambda - L - M(k - 1)].$$

Le premier membre étant positif, il en est de même du second, ce qui entraîne la condition [1] :

$$k\lambda > L + M(k - 1).$$

12. — *Cinquième exemple. — Conditions d'accrochage des oscillations dans un amplificateur à résonance ne comportant pas de*

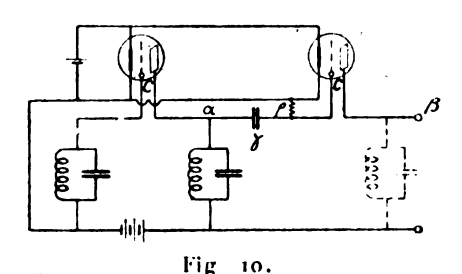


Fig. 10.

réaction électromagnétique. — Une étude complète d'un tel amplificateur a été faite par R. T. Beatty (*Experimental Wireless*, vol. 5, n° 52, p. 3, janvier 1928), mais Hull (*Phys. rev. loc. cit.*) a donné une méthode permettant de déterminer rapidement la condition d'accrochage.

Nous ne reproduirons pas le calcul de Hull, les hypothèses faites par cet auteur paraissant par trop simplificatrices, toutefois, le principe de la méthode que nous adoptons est le même que celui adopté par Hull : c'est en définitive le procédé utilisé dans les

(1) En employant la première méthode et effectuant par conséquent un calcul rigoureux, on trouve :

$$\rho RC(L + \lambda - 2M)[\rho(L - M) + R(L + kM)] \leqslant (L - M)[k\lambda - L - M(k - 1)]$$

(Gutton, notice 27 de l'*E. C. M. R.*, p. 77). Le calcul effectué revient donc à négliger le terme $R(L + kM)$ devant $\rho(L - M)$. On arrive d'ailleurs finalement au même résultat à savoir que $k\lambda$ doit être plus grand que $L + M(k - 1)$.

exemples qui précèdent. Nous remarquerons tout d'abord, que le schéma de la figure 10 se ramène, si on ne tient compte que de la haute fréquence à celui de la figure 11. En effet, la capacité γ bien que faible est encore très grande devant la capacité C grille plaque de la lampe et comme, d'autre part, la résistance de fuite ρ est très grande, l'impédance de la ligne $\alpha\beta$ se réduit à celle qui provient de la capacité C.

Nous remarquerons encore que la pulsation de résonance du

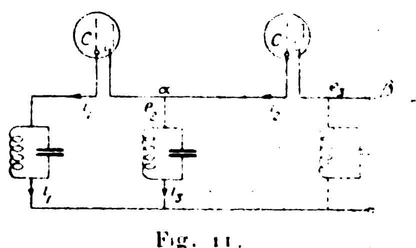


Fig. 11.

système est extrêmement voisine de la pulsation de résonance de chacun des circuits bouchons, pulsation de valeur telle que chaque bouchon peut être remplacé par une résistance purement ohmique R.

Supposons d'abord les lampes éteintes et appliquons une tension e_3 aux bornes de sortie $\beta\beta'$ de l'amplificateur; il en résultera une tension e_1 aux bornes d'entrée. Si maintenant on suppose les lampes allumées cette tension e_1 provenant de e_3 sera amplifiée (1) et, en désignant par μ l'amplification en volts par étage, il n'y aura pas accrochage si la condition :

$$\mu^2 \leqslant \frac{e_3}{e_1},$$

est satisfaite (puisque dans le cas de figure il y a deux étages). Avec les sens de courants adoptés on a :

$$e_1 = Ri_1, \quad e_2 - e_1 = -\frac{ji_1}{C\omega}, \quad e_2 = Ri_3, \quad e_3 - e_2 = -\frac{ji_2}{C\omega}, \quad i_2 = i_1 + i_3.$$

Après élimination de i_1, i_2, i_3 et e_2, on trouve :

$$\frac{e_3}{e_1} = 1 - \frac{3j}{C\omega R} - \frac{1}{C^2\omega^2R^2}.$$

Or, la capacité C est très petite tout au moins lorsqu'on utilise

(1) e_3 joue le rôle de v' dans les paragraphes précédents, alors que e_1 est l'analogue de u'.

des lampes à grille protégée; l'expression $\frac{1}{C^2\omega^2R^2}$ est donc très grande devant $\frac{3}{C\omega R}$ et on a sensiblement :

$$\frac{E_3}{E_1} = \frac{1}{C^2\omega^2R^2}.$$

E_3 et E_1 désignant les valeurs maxima de e_3 et e_1.

Ainsi, lorsqu'on applique aux bornes β et β' de sortie une tension E_3, il en résulte à l'entrée une tension E_1, et ceci a lieu que les lampes soient allumées ou éteintes. Si les lampes sont allumées, la tension E_1 sera amplifiée et produira aux bornes de sortie une tension μ^2E_1 en désignant comme précédemment par μ le coefficient d'amplification en volts d'un étage. Le système sera stable, c'est-à-dire qu'il n'y aura pas accrochage si, d'après le § 2 on a :

$$\mu^2E_1 < E_3$$

c'est-à-dire pour :

$$\mu < \frac{1}{C\omega R}.$$

Or, μ est lui-même une fonction de R car :

$$|\mu| = \frac{S}{\frac{1}{R} + \frac{1}{\rho}},$$

d'où

$$\frac{1}{R} = \frac{S}{\mu} - \frac{1}{\rho},$$

et la condition pour qu'il n'y ait pas accrochage devient :

$$\mu < \frac{S}{\mu C\omega} - \frac{1}{C\omega\rho},$$

qui entraîne

$$\mu^2 + \frac{\mu}{C\omega\rho} - \frac{S}{C\omega} < 0.$$

Cette inégalité est satisfaite si μ est inférieur à la plus grande des racines, on a donc :

$$\mu < -\frac{1}{2C\omega\rho} + \sqrt{\frac{1}{4C^2\omega^2\rho^2} + \frac{S}{C\omega}}.$$

Cette formule diffère peu de celle trouvée par Hull, ce dernier trouve, en effet :

$$\mu < 1 - \frac{1}{2C\omega\rho} + \sqrt{\left(\frac{1}{2C\omega\rho} - 1\right)^2 + \frac{S}{C\omega}},$$

Hull a appliqué la formule aux lampes à écran d'anode; pour une de ces lampes on a :

$$S = 400.10^{-6}; \qquad C = 0{,}028.10^{-12}.$$

Supposons une fréquence

$$f = 1\,000\ kC, \quad (\lambda = 300m, \quad \omega = 6{,}3.10^{6})$$

et supposons d'autre part que ρ soit très grand, ce qui est toujours le cas des lampes à grille protégée, la formule se réduit à :

$$\mu < \sqrt{\frac{S}{C\omega}},$$

c'est-à-dire, dans le cas actuel :

$$\mu < 48.$$

(La formule de Hull donne $\mu < 49$).

Hull a vérifié cette formule expérimentalement et a constaté qu'effectivement il n'y avait pas accrochage pour les amplifications inférieures à 45.

L'intérêt de la formule est que μ étant déterminé on aura du même coup la valeur de R susceptible d'être utilisée sans qu'il y ait accrochage. La formule est donc précieuse pour établir un projet d'amplificateur à résonance utilisant des lampes à grille protégée.

Application numérique. — Beatty a étudié un amplificateur à résonance pour lequel on a sensiblement $R = 25\,000\ \Omega$. Les lampes utilisées présentaient les caractéristiques suivantes :

$$C = 10^{-12}F, \qquad \rho = \frac{10^{6}}{8}, \qquad S = \frac{k}{\rho} = 8\ 10^{-4} \text{ amp. volt.}$$

d'où $k = 100$.

Enfin $\omega = 2\pi.2.10^{6}$($\lambda = 150$ m environ).

Remplaçant les lettres par leurs valeurs on trouve :

$$\frac{E_3}{E_1} = \frac{1}{C^2\omega^2R^2} = \frac{10^{26}}{16\pi^2\ 10^{12}\ 25^2.10^{6}} = 10^3,$$

alors que :

$$\mu = \frac{S}{\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R}} = \frac{8.10^{-4}.125.10^{3}}{6} = \frac{10^2}{6}$$

d'où :

$$\mu^2 = \frac{10^4}{36} = 277.$$

Il n'y aura pas accrochage puisque μ^2 est inférieur à 1 000 c'est-

à-dire à $\frac{E_3}{E_1}$ (¹). C'est bien la conclusion à laquelle arrive Beatty après un calcul rigoureux mais fort long. Le même auteur remarque que pour des lampes ayant une capacité grille plaque égale à 0,3μ.μ.F l'accrochage se produirait. Effectivement, on a alors $\mu^2 > \frac{E_3}{E_1}$ puisque C étant égal à 3.10^{-13}, il vient $\frac{E_3}{E_1} = \frac{10^3}{9} \neq 111$.

Généralisation. — Considérons le circuit de la figure 12, on a :

$$i_1 = \frac{e_1}{R}, \qquad e_2 = e_1 - \frac{je_1}{C\omega R}, \qquad i_3 = \frac{e_2}{R} = \frac{e_1}{R} - \frac{je_1}{C\omega R^2}$$

$$i_2 = i_1 + i_3 = e_1\left[\frac{2}{R} - \frac{j}{C\omega R^2}\right]$$

$$e_3 = e_1\left(1 - \frac{1}{C^2\omega^2R^2} - \frac{3j}{C\omega R}\right)$$

$$i_5 = \frac{e_3}{R} = e_1\left[\frac{1}{R} - \frac{1}{C^2\omega^2R^3} - \frac{3j}{C\omega R^2}\right]$$

$$i_4 = i_5 + i_2 = e_1\left(\frac{3}{R} - \frac{1}{C^2\omega^2R^3} - \frac{4j}{C\omega R^2}\right).$$

Fig. 12

D'où, en désignant par des majuscules les modules des tensions et des courants :

$$I_1 = \frac{E_1}{R}, \qquad E_2 = E_1\sqrt{1 + \frac{1}{C^2\omega^2R^2}},$$

$$I_3 = \frac{E_1}{R}\sqrt{1 + \frac{1}{C^2\omega^2R^2}}, \qquad I_2 = \frac{E_1}{R}\sqrt{4 + \frac{1}{C^2\omega^2R^2}},$$

$$E_3 = E_1\sqrt{\left(1 - \frac{1}{C^2\omega^2R^2}\right)^2 + \frac{9}{C^2\omega^2R^2}} = E_1\sqrt{1 + \frac{7}{C^2\omega^2R^2} + \frac{1}{C^4\omega^4R^4}},$$

$$I_4 = \frac{E_1}{R}\sqrt{\left(3 - \frac{1}{C^2\omega^2R^2}\right)^2 + \frac{16}{C^2\omega^2R^2}} = \frac{E_1}{R}\sqrt{9 + \frac{10}{C^2\omega^2R^2} + \frac{1}{C^4\omega^4R^4}},$$

---

(1) La formule $\mu < \frac{S}{C\omega}$ aurait donné $\mu^2 < 0{,}92\ 10^3$.

$$E_4 = E_1\sqrt{\left(1 - \frac{5}{C^2\omega^2R^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{C^3\omega^3R^3} - \frac{6}{C\omega R}\right)^2}$$

$$= E_1\sqrt{1 + \frac{26}{C^2\omega^2R^2} + \frac{21}{C^4\omega^4R^4} + \frac{1}{C^6\omega^6R^6}}$$

En utilisant les mêmes lampes que celles utilisées dans l'exemple précédent et continuant à poser $R = 25.000\ \Omega$, on a :

$$\frac{1}{C^2\omega^2R^2} = 10^3, \qquad \frac{1}{C^4\omega^4R^4} = 10^6, \qquad \frac{1}{C^6\omega^6R^6} = 10^9.$$

On aura donc sensiblement :

$$E_2 = \frac{E_1}{C\omega R}, \qquad I_1 = \frac{E_1}{R},$$

$$E_3 = \frac{E_1}{C^2\omega^2R^2}, \qquad I_3 = \frac{E_1}{R}\left(\frac{1}{C\omega R}\right),$$

$$E_4 = \frac{E_1}{C^3\omega^3R^3}. \qquad I_5 = \frac{E_1}{R}\left(\frac{1}{C^2\omega^2R^2}\right).$$

Ainsi, lorsqu'on applique une tension aux bornes de sortie d'un amplificateur à résonance on peut dire, lorsque la capacité filament grille est très faible, et c'est le seul cas qui nous occupe, que les tensions aux bornes de chaque étage décroissent en progression géométrique de raison $\frac{1}{C\omega R}$. Si les lampes sont allumées, la tension E_1 aux bornes de la première lampe sera amplifiée d'étage en étage, elle croît comme une progression géométrique de raison μ. Il suffit donc pour qu'il n'y ait pas accrochage que la raison de cette deuxième progression soit inférieure à celle de la première, c'est-à-dire en définitive que l'on ait :

$$\mu < \frac{1}{C\omega R},$$

et cela quel que soit le nombre des étages.

F. Bedeau.

EQUILIBRES INSTABLES ET RÉGIMES STATIQUES PARASITES DANS LES CIRCUITS ÉLECTRIQUES ASSOCIÉS AUX TRIODES.

Par M. PODLIASKY.

Ingénieur E. S. E.

SOMMAIRE. — L'émission d'électrons secondaires dans une triode peut entraîner l'inversion du courant de plaque ou de grille. Lorsqu'un tube à inversion de courant est associé à une résistance élevée, la caractéristique totale du système peut présenter des régions d'instabilité et deux régimes statiques (normal et parasite) sont alors possibles. L'auteur examine les phénomènes qui en résultent dans le dynatron et dans les tubes ordinaires et indique quelques précautions à prendre pour éviter l'apparition spontanée du régime statique parasite, en général gênant et souvent destructif.

I. — INTRODUCTION

L'emploi des triodes pour la détection, la génération d'oscillations, et l'amplification avec ou sans déformation de l'onde, est entré dans la pratique courante.

Tous ces phénomènes ont été analysés depuis fort longtemps. On est donc parfois surpris de voir d'autres phénomènes accessoires se greffer sur les phénomènes normaux (ceux qui se produisent habituellement) et parfois, même les supplanter. Nous appellerons ces phénomènes *parasites* ou *secondaires*, non pas parce qu'ils occupent réellement une seconde place dans le fonctionnement de la triode, mais parce qu'ils interviennent la plupart du temps comme indésirables, et enfin parce qu'ils choquent quelque peu nos habitudes.

Certains d'entre eux se reconnaissent par leur persistance et par le fait qu'ils prennent simplement la place des phénomènes désirés. Ils sont donc relativement faciles à identifier. Ce sont les oscillations parasites dues la plupart du temps au couplage non prévu entre les éléments des circuits, tels par exemple les couplages par les capacités internes de la lampe.

On s'en débarrasse par un dimensionnement judicieux des or-

ganes et par quelques procédés d'équilibrage (neutrodyne, etc...).

Une seconde classe de phénomènes parasites a pour cause les propriétés des tubes eux-mêmes. Malgré l'apparente simplicité du mécanisme de la triode, son fonctionnement réel est parfois profondement altéré par les phénomènes relativement peu connus, tel l'émission d'électrons secondaires. Une étude très approfondie du mécanisme électronique des triodes, si élémentaire en apparence et si compliqué en réalité, est actuellement à l'ordre du jour. Il est même probable que cette étude influera sur la construction des triodes et sur la constitution des circuits futurs.

Parmi les régimes parasites déjà étudiés il faut citer le phénomène de bloquage signalé par Prince et les oscillations parasites dues à la résistance négative de grille, particulièrement étudiées par Bontch-Brouevitch.

Nous avons eu l'occasion, personnellement, de faire quelques expériences sur les régimes parasites statiques, que nous avons d'ailleurs rencontrés dans la pratique, plus souvent que les parasites oscillatoires. Nous considérons d'ailleurs ces parasites statiques comme étant à la base du bloquage et des parasites oscillatoires.

Tous ces phénomènes ayant pour cause commune l'émission électronique secondaire, et tous étant généralement provoqués par des surtensions transitoires, nous commencerons par examiner l'action des chocs apériodiques sur le dynatron, tube dans lequel l'émission secondaire constitue le phénomène principal.

II. — CARACTERISTIQUES INTERNES ET EXTERNES DU DYNATRON

Toutes nos expériences sur le montage en « dynatron » ont été effectuées sur des triodes ordinaires et non sur les tubes-dynatrons de construction Hull. Nous appelons donc effet-dynatron tous les phénomènes se produisant dans les triodes ordinaires lorsque *l'émission secondaire* devient prépondérante.

Appelons v, la tension entre « l'anode » (électrode non-perforée, qui joue alors les rôles simultanés d'anode et de cathode secondaire) et le filament; i, le courant d'anode; u la tension entre la grille et le filament (fig. 1). La famille des courbes $i = f(v)$ obtenue en donnant différentes valeurs au paramètre u sera la famille

de caractéristiques *internes* du dynatron (fig. 2). Les courbes de cette famille sont tracées par *variation de la f. é. m.* $e = v$, (variation du nombre d'éléments de piles ou d'accumulateurs) sans

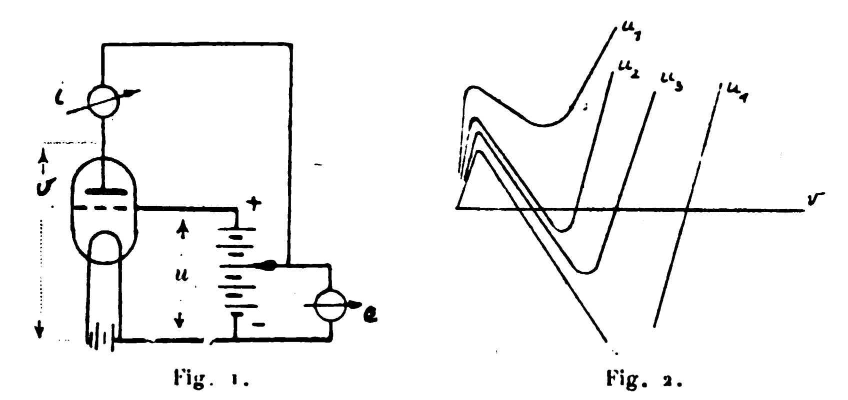


Fig. 1. Fig. 2.

interposition d'aucune résistance appréciable sur le trajet du courant *i* : condition essentielle d'obtention de caract. internes correctes, surtout dans le cas de résistances « négatives » internes.

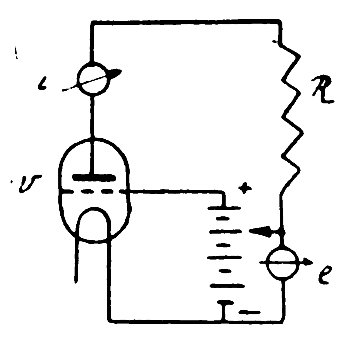


Fig. 3.

Les courbes $i = f(e)$ relevées en interposant une résistance R sur le trajet de *i* seront les caract. *externes* du tube (fig. 3).

Observons à ce sujet que dans le cas des triodes on parle souvent de caract. statiques et dynamiques; en électrotechnique générale on parle de caract. internes et externes des machines et appareils. Il serait désirable de faire disparaître cette différence de nomenclature. La caract. « statique » d'une triode n'est autre chose que sa caract. « *en court-circuit* », sorte de caract. interne; et « la caract. dynamique » n'est autre chose que la caract « de débit » ou externe de la triode.

Possédant la caract. interne de paramètre u du dynatron et connaissant la valeur de la résistance R, il est facile de tracer graphiquement la caractéristique externe de même paramètre. Soit

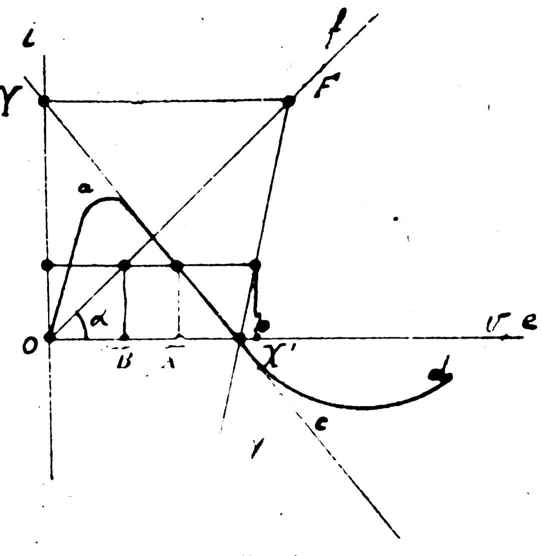


Fig 4.

o-a-b-c-d la caract. interne (fig. 4), of une droite faisant avec oe l'angle α tel que : $\text{ctg}\,\alpha = R$. Il suffit d'observer qu'à une tension d'anode v donnant lieu au courant i, correspond une f. é. m. appliquée $e = v + Ri$; à l'abscisse $\overline{OX}$ d'un point de la caract. interne correspond donc l'abscisse $\overline{OX'}$ sur la caract. externe, avec :

$$\overline{OX'} = \overline{OX} + \overline{OB} = v + Ri.$$

On obtient ainsi, point par point, trois espèces de courbes externes, suivant que

$$R \lesseqgtr \left(-\frac{dv}{di}\right)_b,$$

b étant le point d'inflexion de la caract. interne.

La condition

$$R \lesseqgtr \left(-\frac{dv}{di}\right)_b$$

s'écrit encore :

$$\text{tg}\,\alpha \lesseqgtr \text{tg}\,\beta.$$

La caract. externe comporte elle aussi une partie à longue inflexion, et lorsque celle-ci est coupée en deux par l'axe ov, sa construction graphique est particulièrement simple. On prolonge la tangente en b jusqu'au point Y par lequel on mène une parallèle à ov; on trouve ainsi un point F et l'on tire la droite Fb, tangente en b à la longue inflexion de la caract. externe (1).

Premier cas.

$$R < \left(-\frac{dv}{di}\right)_b; \qquad \text{tg}\,\alpha > \text{tg}\,\beta.$$

On trouve la courbe 1, fig. 5.

Deuxième cas :

$$R = \left(-\frac{dv}{di}\right)_b; \qquad \text{tg}\,\alpha = \text{tg}\,\beta.$$

On trouve la courbe 2, fig. 5.

Troisième cas :

$$R > \left(-\frac{dv}{di}\right)_b; \qquad \text{tg}\,\alpha < \text{tg}\,\beta.$$

On trouve la courbe 3, fig. 5, ou fig. 8 et 11.

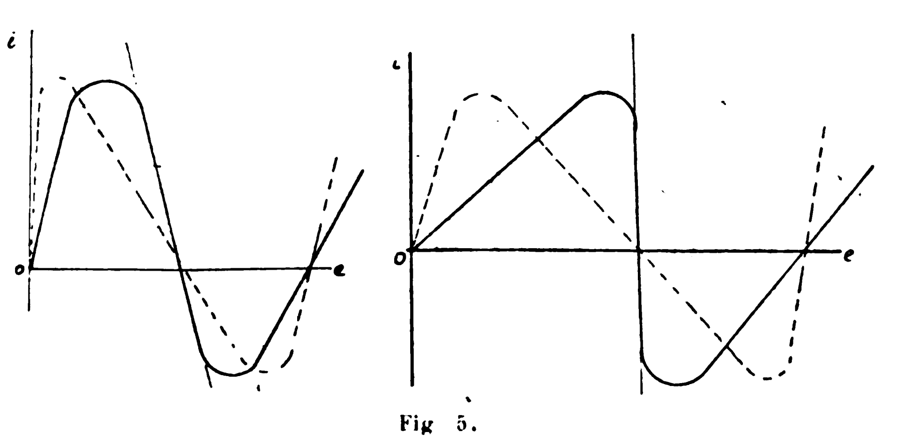


Fig 5.

Physiquement, les phénomènes diffèrent complètement dans les cas 1 et 3; le cas 2 n'est qu'un cas intermédiaire et instable.

Dans le premier cas, on relève *expérimentalement* toute la ca-

(1) La caract. interne du dynatron, prolongée autour du point d'inflexion peut, *grosso modo*, être assimilée à la droite bY. La caract. externe est alors *une droite*, elle aussi ; un de ses points est donné par b, (car ici $i = 0$ et la résist. R est sans influence). Un autre point est F, car pour $v = 0$, $e = Ri$.

ract. externe, en faisant varier e par bonds de 1,5 ou 2 volts et en gardant constante la résistance R (l'emploi des résist. variables serait incorrect). En partant de $e = 0$, $i = 0$, le courant augmente, passe par un maximum, diminue, passe par un minimum augmente de nouveau; pour des valeurs suffisantes du paramètre u, le minimum de courant est négatif. Le parcours est stable et la courbe est identiquement la même que l'on procède par augmentation ou diminution de e; à chaque valeur de e correspond une seule et unique valeur de i.

Le deuxième cas n'existe pas physiquement, comme exigeant l'égalité *rigoureuse* de R et de $-\frac{dv}{di}$; la moindre différence entre ces deux quantités nous ramène soit au premier, soit au deuxième cas.

Dans le troisième cas, la portion $\overline{ab}$ (voir fig. 11) est physiquement inexistante, tout au moins en régime statique. Quand on procède par e croissants (voie montante, flèches au-dessus de la courbe)

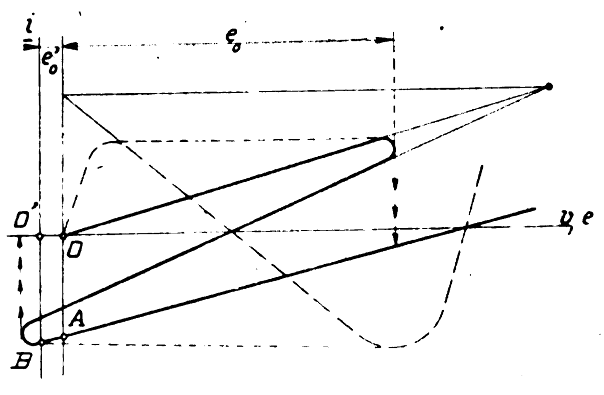


Fig. 5.

le courant augmente d'abord, passe par un maximum, diminue légèrement, puis *s'inverse brusquement*, en passant du point a au point c; il augmente ensuite. Quand on procède par e décroissants (voie descendante, flèches au-dessous de la courbe) le courant diminue, devient négatif, passe par un minimum, augmente très légèrement, puis *brusquement s'inverse* en passant de b en d; il diminue ensuite. Ainsi, à une tension e comprise entre e_1 et e_2 correspondent deux valeurs très distinctes du courant; le point réellement obtenu dépend du sens des opérations. Il y a là quelque chose d'analogue

au « ziehen » des Allemands, avec cette différence qu'ici nous sommes en courant continu. La branche $\overline{ab}$ est instable; il est remarquable que dans cette branche la résistance *totale* du circuit est positive.

$$\frac{de}{di} > 0$$

comme dans les autres branches, en exceptant les petites portions $a'a$ et $b'b$ de la courbe. La résistance totale positive d'un circuit n'est donc pas forcément l'indice de la stabilité de régime.

III. — DYNATRON AMPLIFICATEUR

Désignons par ρ la valeur de $\frac{dv}{di}$ au point d'inflexion de la caract. interne (résist. négative du dynatron). Il résulte de ce qui précède, que : (dans la portion *abc* de la courbe fig. 4).

La stabilité du régime statique dans un dynatron est obtenue pour $R < |\rho|$, donc quand la résistance totale du circuit est *négative*.

L'instabilité du régime statique a lieu pour $R > |\rho|$, donc quand la résistance totale du circuit est *positive*.

Choisissons une caract. interne dont le maximum et le minimum soient à peu près symétriques par rapport à l'axe *ov*.

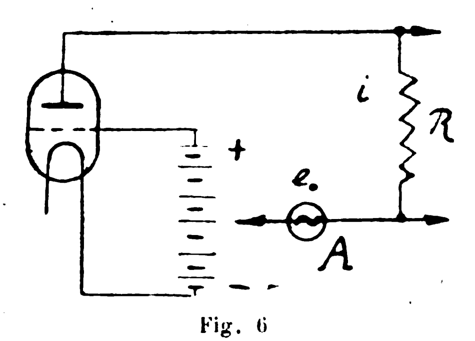


Fig. 6

Pour l'amplification de potentiel, employons le montage fig. 6, dans lequel $R < |\rho|$ et A est une source de courant *continu* ou *alternatif*, de résistance ou impédance *négligeable* et de f. é. m. e_0. La tension aux bornes de R est évidemment :

$$Ri = R\frac{e_0}{R+\rho}$$

et le taux d'amplification est

$$\xi = \frac{Ri}{e_0} = \frac{R}{R+\rho}.$$

Si le point de fonctionnement statique est b, $\rho < 0$ et $\xi > 1$: il y a réellement amplification de potentiel, d'autant plus grande que R est plus voisin de $|\rho|$. Il est facile de voir que graphiquement le taux d'amplification s'exprime par le rapport : (voir fig. 7).

$\xi = \overline{Ox} : \overline{by}$, avec $\overline{by} = e_0$ et $\operatorname{ctg} \alpha = R$, l'angle α étant l'angle $x'Oy$.

En ne considérant qu'une amplification sans distorsion notable (dans les régions sensiblement linéaires de la courbe externe) on

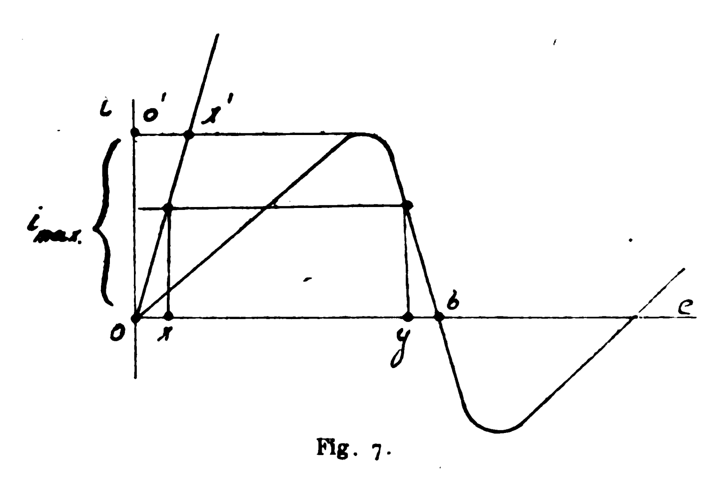


Fig. 7.

voit également que ξ croît indéfiniment quand R se rapproche de $|\rho|$, mais que la tension amplifiée tend vers une limite, égale à $|\rho| i_{max.} = R i_{max} = o'x'$.

L'expérience est très facile lorsque la source A est une pile ou un accumulateur de faible résistance interne. On dispose en pratique d'une résistance R fixe et l'on fait varier $|\rho|$ en agissant sur le chauffage; si celui-ci est très progressif, on obtient des taux d'amplification très considérables, facilement supérieurs à 100 (1). Mais il importe de remarquer que l'on joue ainsi sur des faibles différences de deux quantités très grandes; la moindre variation fortuite de l'une de ces quantités diminue rapidement l'amplification ou nous ramène au régime instable. Dans ces expériences, une grande cons-

(1) Exemple numérique :

$R = 20\,000$ ohms; $(\rho) = 20\,100$ ohms ; $\xi = \frac{20\,000}{100} = 200$.

tance de piles, d'accumulateurs et *de résistances de contact* est de rigueur. D'où une première infériorité du dynatron amplif. par rapport à une triode-amplificatrice ordinaire (commandée par la grille); dans cette dernière, une faible variation des sources et des constantes du circuit n'introduit que des perturbations du second ordre.

Mais, l'inconvénient le plus grave du dynatron-amplif. (et de tous les montages à résist. négatives, en général) est l'exagération énorme des constantes de temps des circuits extérieurs.

Par exemple, la résistance R du montage précédent possède bien un petit coeff. de self-induction l ou une petite capacité répartie. La constante de temps de la résistance *seule* est l : R, très faible en général; la constante de temps du circuit complet du dynatron sera :

$$\frac{l}{R+\rho} = \frac{l}{R} \times \frac{R}{R+\rho} = \frac{l}{R} \cdot \xi,$$

donc augmentée dans le rapport de ξ à 1. Comme le seul avantage du dynatron est son taux d'amplification théoriquement illimité, on cherche surtout à obtenir un ξ élevé; d'où l'introduction des constantes de temps importantes dans le circuit et l'atténuation soit des hautes, soit des basses fréquences des courants téléphoniques.

De même, la réactance des sources de courant alternatif (transformateurs téléphoniques, par exemple) limite l'amplification au moyen du dynatron, qui, lui, ne peut compenser qu'une résistance. On peut bien compenser une réactance de self-induction par une réactance de capacité, mais pour une fréquence seulement; d'où création des véritables résonances, etc... Bref, le dynatron et autres résistances négatives sont particulièrement inaptes à une bonne amplification des courants téléphoniques.

Il semble par contre, que la compensation, au moyen de résistances négatives, des résistances ohmiques ou effectives des *filtres électriques* (genre Campbell, Wagner) mérite d'être étudiée, car une constante de temps élevée est la première qualité d'un bon filtre. Il semble que dans ce cas l'usage d'un dynatron-compensateur de résistances doit conduire à l'obtention de frontières particulièrement nettes dans les filtres, dont les courbes doivent présenter alors des angles particulièrement vifs.

IV. — EQUILIBRES METASTABLES; ACTION DES CHOCS APERIODIQUES

Revenons sur la courbe en Z (fig. 8) obtenue lorsque la résistance ohmique dans le circuit est supérieure à la valeur absolue de la ré-

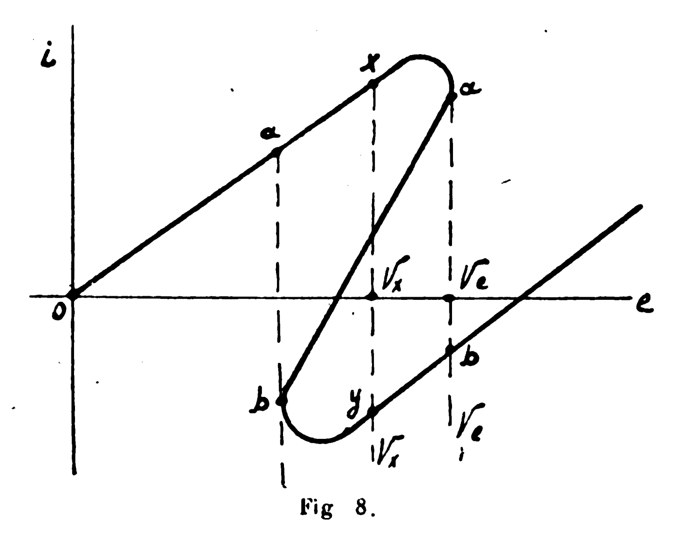


Fig 8.

sistance négative du dynatron. Nous avons dit que la portion $a'b'$ de la courbe en Z est d'équilibre instable; on ne peut pas prétendre, cependant, que les portions $\overline{aa'}$ et $\overline{bb'}$ soient d'équilibre abso-

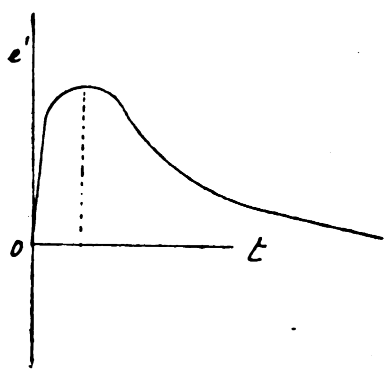


Fig. 9.

lument stable. En effet, un point tel que x est d'équilibre stable au sens ordinaire du mot; c'est-à-dire que le système, écarté de ce point de fonctionnement d'une quantité infiniment petite et aban-

donné à lui-même, revient au même point de fonctionnement. Imaginons cependant qu'une batterie de polarisation nous définit en x le point de fonctionnement statique et qu'à un moment donné on superpose à la batterie l'action d'un choc électrique (f. é. m. transitoire) affectant en fonction du temps l'allure de la figure 9, par exemple. Si la valeur de cette f. é. m. transitoire reste inférieure à la quantité $(v_c - v_r)$, le système se retrouvera au point x après que le phénomène transitoire aura disparu. Si, au contraire, la valeur maxima du choc dépasse la quantité $(v_c - v_r)$ le point figuratif suivra le chemin x, a', b', y, et le phénomène transitoire disparu, le nouveau régime de fonctionnement statique se trouvera défini par y, point d'équilibre en apparence aussi stable que le point x, avant le passage du choc transitoire.

Le point y peut subsister indéfiniment; il suffit cependant qu'un choc électrique de sens convenable et de valeur maxima dépassant $\overline{yb'}$, soit appliqué au système, pour que x redevienne son point de fonctionnement statique.

La courbe en Z se compose donc de cinq parties : les parties $\overline{oa}$ et $\overline{bd}$, sont les portions d'équilibre stable ; la portion $\overline{a'b'}$ est d'équilibre instable et les portions $\overset{\frown}{aa'}$ et $\overset{\frown}{bb'}$ sont d'équilibre « métastable », si l'on emprunte à la thermodynamique et à la chimie la notion d'équilibre conditionnel, pouvant disparaître sous l'action des écarts suffisamments importants (fig. 8).

Il nous a semblé important de vérifier expérimentalement ce fait qu'un circuit comprenant une résistance positive et une résistance négative branchées en série avec une f. é. m. continue peut donner lieu à deux courants permanents différents et à deux régimes statiques et stables en apparence, suivant le sens et la grandeur des surtensions transitoires appliquées au circuit pour la dernière fois.

L'expérience est facile. En série entre l'anode et le filament d'un dynatron on monte : une batterie d'accus, une résistance ohmique $R > |\varrho|$, un milliampèremètre à cadre mobile, un milliampèremètre à couple thermo-électrique, et le secondaire d'une petite bobine d'induction, dont le primaire peut être fermé sur une batterie $\mathcal{E}$ au moyen d'un interrupteur I (fig. 10).

La batterie de polarisation d'anode ayant une valeur telle que le point de fonctionnement soit en x, on ferme l'interrupteur I; on voit les milliampèremètres indiquer un courant inverse du précédent et définissant le point y. Ce courant inverse subsiste indéfini-

IV. — EQUILIBRES METASTABLES; ACTION DES CHOCS APERIODIQUES

Revenons sur la courbe en Z (fig. 8) obtenue lorsque la résistance ohmique dans le circuit est supérieure à la valeur absolue de la ré-

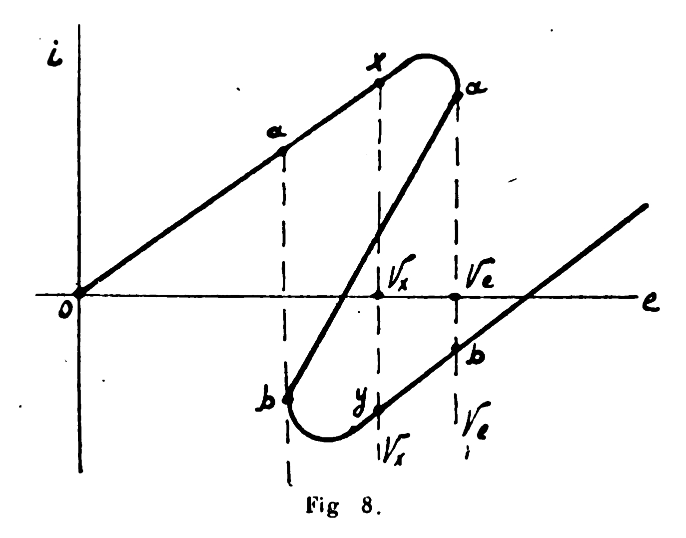


Fig 8.

sistance négative du dynatron. Nous avons dit que la portion $a'b'$ de la courbe en Z est d'équilibre instable; on ne peut pas prétendre, cependant, que les portions $\overline{aa'}$ et $\overline{bb'}$ soient d'équilibre abso-

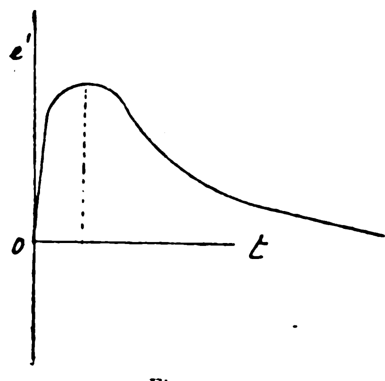


Fig. 9.

lument stable. En effet, un point tel que x est d'équilibre stable au sens ordinaire du mot; c'est-à-dire que le système, écarté de ce point de fonctionnement d'une quantité infiniment petite et aban-

donné à lui-même, revient au même point de fonctionnement. Imaginons cependant qu'une batterie de polarisation nous définit en x le point de fonctionnement statique et qu'à un moment donné on superpose à la batterie l'action d'un choc électrique (f. é. m. transitoire) affectant en fonction du temps l'allure de la figure 9, par exemple. Si la valeur de cette f. é. m. transitoire reste inférieure à la quantité $(v_c - v_r)$, le système se retrouvera au point x après que le phénomène transitoire aura disparu. Si, au contraire, la valeur maxima du choc dépasse la quantité $(v_c - v_x)$ le point figuratif suivra le chemin x, a', b', y, et le phénomène transitoire disparu, le nouveau régime de fonctionnement statique se trouvera défini par y, point d'équilibre en apparence aussi stable que le point x, avant le passage du choc transitoire.

Le point y peut subsister indéfiniment; il suffit cependant qu'un choc électrique de sens convenable et de valeur maxima dépassant $\overline{yb'}$, soit appliqué au système, pour que x redevienne son point de fonctionnement statique.

La courbe en Z se compose donc de cinq parties : les parties $\overline{oa}$ et $\overline{bd}$, sont les portions d'équilibre stable ; la portion $\overline{a'b'}$ est d'équilibre instable et les portions $\widehat{aa'}$ et $\widehat{bb'}$ sont d'équilibre « métastable », si l'on emprunte à la thermodynamique et à la chimie la notion d'équilibre conditionnel, pouvant disparaître sous l'action des écarts suffisamments importants (fig. 8).

Il nous a semblé important de vérifier expérimentalement ce fait qu'un circuit comprenant une résistance positive et une résistance négative branchées en série avec une f. é. m. continue peut donner lieu à deux courants permanents différents et à deux régimes statiques et stables en apparence, suivant le sens et la grandeur des surtensions transitoires appliquées au circuit pour la dernière fois.

L'expérience est facile. En série entre l'anode et le filament d'un dynatron on monte : une batterie d'accus, une résistance ohmique $R > |\rho|$, un milliampèremètre à cadre mobile, un milliampèremètre à couple thermo-électrique, et le secondaire d'une petite bobine d'induction, dont le primaire peut être fermé sur une batterie $\mathcal{E}$ au moyen d'un interrupteur I (fig. 10).

La batterie de polarisation d'anode ayant une valeur telle que le point de fonctionnement soit en x, on ferme l'interrupteur I; on voit les milliampèremètres indiquer un courant inverse du précédent et définissant le point y. Ce courant inverse subsiste indéfini-

ment. Il faut seulement veiller à la non-ouverture de l'interrupteur, car la f. é. m. d'induction due au courant de rupture nous ramène presque infailliblement au point x.

En inversant la polarité de la batterie E, et en réglant sa tension,

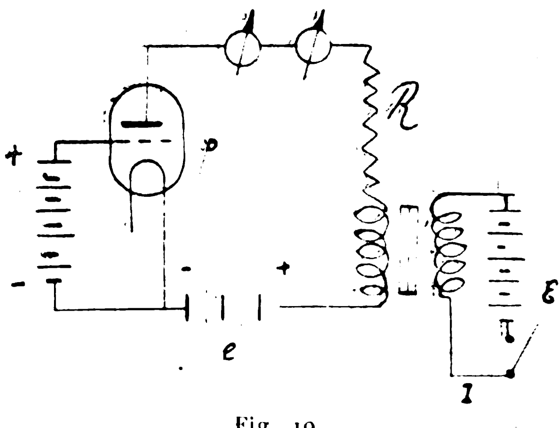


Fig. 10.

on peut faire en sorte que seule la surtension de rupture provoque le changement de régime. Cette surtension étant en général plus élevée que la surtension de fermeture, le passage du point x au point y est provoqué par l'ouverture de l'interrupteur; la ferme-

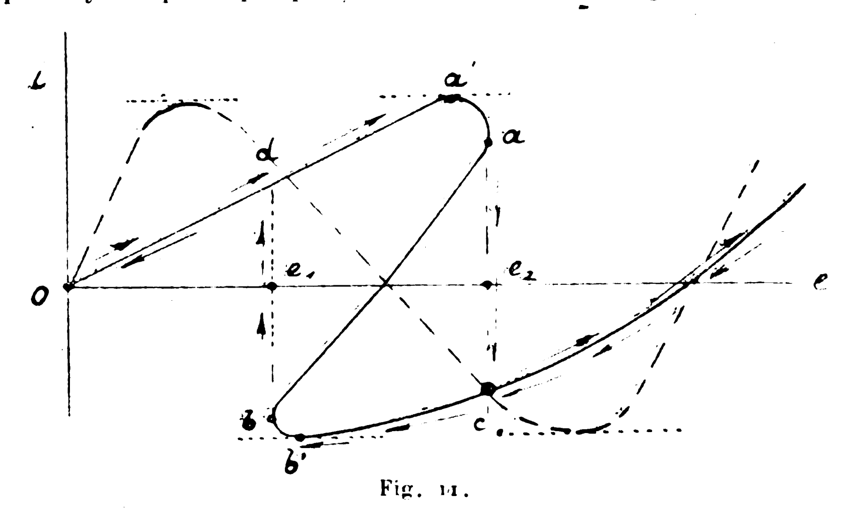


Fig. 11.

ture ne trouble pas le régime et il faut une inversion de la batterie E pour qu'une nouvelle ouverture de l'interrupteur ramène le point figuratif en x. Cependant la valeur de la surtension de fer

meture étant facilement calculable et celle de l'ouverture ne se prêtant pas à une prédétermination facile, c'est en opérant par fermeture que nous avons préféré vérifier quantitativement la formule donnant la surtension critique. Nous appelons ainsi la valeur minima de la tension de crête permettant le changement de régime.

Pour *chacun* des deux régimes métastables, les deux appareils de mesure de courant (à cadre mobile, et à couple, système Duddell) indiquent la même intensité. La valeur efficace du courant est donc égale à sa valeur moyenne. On peut se demander si le régime est parfaitement statique ou si des oscillations (de relaxation?) de petite amplitude ne prennent pas naissance dans le circuit; il suffirait que la moitié du carré de l'amplitude de ces oscillations hypothétiques soit faible devant le carré de la valeur moyenne du courant, pour que l'appareil à couple ne décèle d'une façon lisible que l'intensité moyenne. Cependant, la discussion de la stabilité du régime oscillatoire montre que l'amplitude des oscillations entretenues ne peut être inférieure à l'ordonnée du point a' ou à celle du point b'. La valeur moyenne du courant devant être beaucoup plus faible pour une courbe telle que les courants en x et en y, en a' et en b' soient sensiblement égaux en valeur absolue, nous nous sommes placés dans ce cas, en réglant convenablement la tension de *grille* du dynatron. Nous avons encore constaté l'égalité des valeurs des courants obtenus lors des changements de régime par surtension.

Nous en concluons que les deux régimes métastables sont purement statiques.

Il est intéressant de noter dès à présent que l'entretien des oscillations n'est possible que pour une résistance R suffisamment faible; et l'obtention des régimes statiques métastables n'est possible que pour une résistance R suffisamment élevée. Pour un circuit oscillant donné, interposé dans le circuit d'anode du dynatron, la résistance R doit donc être comprise entre deux limites nettement définies, si l'on veut obtenir un régime purement statique et parfaitement stable; il est même possible d'avoir affaire à un bouchon tel que toute résistance supprimant le phénomène d'auto-excitation nous amène à un régime statique métastable et inversement. Cette considération aura son application dans la discussion de stabilité de régime des triodes ordinaires, employées comme amplificatrices, modulatrices, etc...

Un cas pratiquement intéressant est celui où l'un des régimes

métastables correspond à une tension permanente d'anode *négative* ou nulle. C'est celui de la figure 5, courbe 3.

La construction graphique montre que si le rapport $\left|\frac{R}{\rho}\right|$ es suffisamment élevé, la branche inférieure de la caractéristiqu externe s'étend jusqu'aux valeurs négatives de la tension E. Le point A est donc un point d'équilibre métastable sur voie descen dante, correspondant à une f. é. m. appliquée nulle; le point B es d'équilibre métastable correspondant à une f. é. m. négative.

Si à une f. é. m. continue nulle on superpose une f. é. m. tran sitoire dont la crête dépasse e_0, on doit retrouver le point A, lorsqu le phénomène transitoire aura cessé.

Si à une f. é. m. négative et égale à $-e'_0$ on superpose une f. é. m transitoire dont la crête dépasse (e_0), on retrouve pour $t = \infty$ l point B.

Si, le point B étant obtenu, on applique une surtension suffi sante de sens contraire au précédent, on retrouve de nouveau u courant nul.

L'expérience vérifie toutes ces prévisions. Le montage emplo est celui de la fig. 10, où la batterie e est inversée ou supprimée.

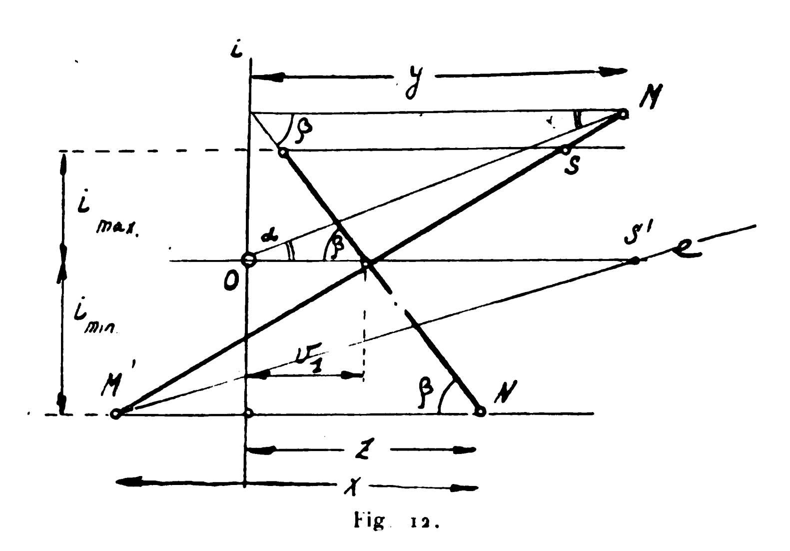


Fig. 12.

Ainsi, lorsque la plaque d'un dynatron est polarisée négati ment par rapport au filament, le dynatron peut se comport comme une f. é. m. dirigée de la plaque au filament dans le circ extérieur; deux régimes statiques métastables sont alors possibl

l'un correspondant au courant nul et l'autre à un courant permanent fini. Ces régimes n'ont lieu que lorsque la résistance extérieure est supérieure à une certaine résistance critique; la valeur approchée de celle-ci découle facilement de la construction suivante (fig. 12).

Nous remplaçons la partie à longue inflexion de la caractéristique interne par une droite prolongée jusqu'au maximum et minimum de cette caractéristique. Soit OM une droite telle que $\text{ctg}\, \alpha = R$. La droite MM′ est alors tangente à la longue inflexion de la caractéristique externe; cette dernière est toute entière inscrite dans les angles $\widehat{OMM'}$ et $\widehat{MM'S'}$. La construction graphique montre que pour des valeurs suffisamment élevées de R, la partie d'équilibre instable de la caractéristique externe se confond approximativement avec la droite MM′. Nous assimilerons cette caractéristique toute entière à la ligne brisée OSM′S′. On a alors par construction :

$$x : y = \frac{i_{\text{min.}}}{v_1 \,\text{tg}\, \beta}; \qquad y = v_1 \,\text{tg}\, \beta \,\text{ctg}\, \alpha ; \qquad \text{d'où} \qquad x = i_{\text{min.}} \,\text{ctg}\, \alpha.$$

D'autre part,

$$z = \frac{i_{\text{min.}} + v_1 \,\text{tg}\, \beta}{\text{tg}\, \beta}.$$

Pour que la caractéristique externe atteigne la région négative de e, il faut que $x > z$, d'où :

$$\text{ctg}\, \alpha - \text{ctg}\, \beta > \frac{v_1}{i_{\text{min.}}};$$

or, $$\text{ctg}\, \alpha = R ; \qquad \text{ctg}\, \beta = \left| \left(\frac{dv}{di} \right)_{v_1} \right| = |\rho| ;$$

d'où : $$R > \frac{v_1}{i_{\text{min.}}} + |\rho| ;$$

et la résistance critique est :

$$R_c = \frac{v_1}{i_{\text{min.}}} + |\rho| = \frac{v_1}{i_{\text{min.}}} + \left| \left(\frac{dv}{di} \right)_{v_1} \right|.$$

La précision de cette formule *approchée* est pratiquement suffisante. Dans certaines de nos expériences, la valeur de R_c calculée à partir de v_1, i_{min} et $|\rho|$ était de 45 000 ohms et le second régime métastable pour $e = 0$ était facile à provoquer, à partir de $R \geqslant 48\,000$ ohms.

Le potentiel critique (valeur de crête de la tension transitoire

provoquant le second régime métastable) est un peu supérieur à $Ri_{max.}$; en réalité il est donné par l'abscisse du point S; mais pour des grandes valeurs de R, cette abscisse est si voisine de $Ri_{max.}$ que nous adopterons cette valeur, d'autant plus qu'un calcul plus précis de la valeur de crête d'une surtension serait illusoire. Lorsque

$$R > \frac{v_1}{i_{m1}} + \left| \left(\frac{dv}{di} \right)_{v_1} \right| \quad \text{et} \quad e_{crête} > Ri_{max.}$$

on provoque à volonté le second régime statique.

On peut également le provoquer par la décharge d'un condensateur. Le circuit d'expérience est alors monté suivant le schéma

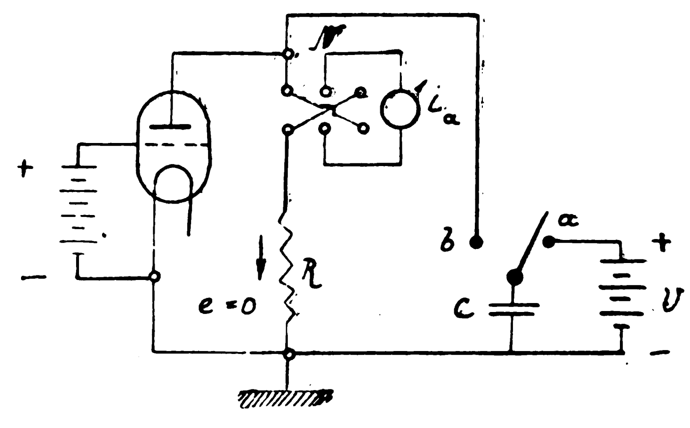


Fig. 13.

(fig. 13). L'interrupteur J permet de charger le condensateur au potentiel U (position *a*) et de le décharger ensuite aux bornes de la résistance R et du dynatron (position *b*). L'expérience montre que lorsque le condensateur est chargé à un potentiel trop faible ($U < U_c$), il se décharge purement et simplement dans le dynatron et la résistance; aucun courant permanent n'apparaît après la décharge, le courant *avant* la décharge étant nul. Lorsque le condensateur est chargé à un potentiel convenable ($U > U_c$), sa décharge provoque l'apparition dans la résistance R d'un courant permanent circulant dans le sens de la flèche; en même temps le condensateur se trouve chargé au potentiel v_2 *indépendant de U*. Le deuxième régime statique une fois amorcé dans le circuit du dynatron, il subsiste indéfiniment, que l'on laisse ou non le condensateur aux bornes de la résistance.

Fait remarquable; le courant permanent réapparaît si l'on coupe et si l'on referme l'interrupteur N; la coupure du circuit extérieur au dynatron ne nous fait donc pas passer au premier régime statique, comme dans le cas où la surtension était provoquée par une bobine d'induction montée *en série* avec la résistance. Dans le cas qui nous occupe, l'ouverture du circuit en N ne s'accompagne pas de surtension (le condensateur C étant déconnecté avant cette ouverture); le second régime statique (parasite) subsiste à l'état latent et se manifeste aussitôt l'interrupteur N fermé. La présence du secondaire de la bobine d'induction provoque au contraire une surtension de rupture, qui nous ramène à chaque coupure de N au premier régime statique.

L'expérience ne réussit que lorsque la résistance R est supérieure à une certaine limite.

Examinons d'abord la décharge d'un condensateur sur le dynatron seul, R étant supposé infini. Lorsque la fonction $i = f(v)$ possède trois zéros, il est commode de représenter son allure, dans le domaine de $v > 0$, par un polynome du troisième degré, de la forme :

(1) $$i = a_3 v^3 - a_2 v^2 + a_1 v = a\, v(v - v_1)(v - v_2),$$

avec

$$a_3,\ a_2,\ a_1,\ a > 0; \qquad v_2 > v_1 > 0.$$

Il est bien entendu que ce polynome ne représente le phénomène que pour $v > 0$; et que pour $v < 0$ on a $i = 0$.

L'équation (1) représente une courbe passant par

$$[v = 0, \quad i = 0].$$

et par trois autres points arbitrairement choisis de la caractéristique empirique du dynatron. Une équation de même forme, mais de degré plus élevé, permet de faire passer la courbe représentative par autant de points que l'on veut de la courbe empirique.

Si nous écrivons par exemple :

(2) $$i = a.v(v - v_1)(v - v_2)(v + v_3)(v + v_4). \quad v_2 > v_1 > 0; \quad v_4 > v_3 > 0;$$

cela représente, toujours pour $0 < v < +\infty$, une courbe ayant l'allure de la caractéristique empirique du dynatron et passant par cinq points arbitrairement choisis de cette dernière. Les équations (1) et (2) représentent l'allure du phénomène avec une précision analogue à celle de l'équation empirique : $v = k_1 + \frac{k_2}{i}$. établie par Mme Ayrton pour l'arc voltaïque.

Un condensateur c chargé au potentiel U, est connecté entre la plaque et le filament du dynatron. L'équation de la décharge est :

$$-c \cdot \frac{dv}{dt} = i = a\, v(v - v_1)(v - v_2),$$

d'où

$$-\frac{a}{c}\,dt = \frac{dv}{v(v - v_1)(v - v_2)}.$$

Intégrons entre :

$$\begin{cases} t = 0 & \text{et} \quad t = t, \\ v = U & \text{et} \quad v = v, \end{cases}$$

d'où

$$-\frac{a}{c}\,t = \int_U^v \frac{dv}{v(v - v_1)(v - v_2)} = \text{Log}\left[\frac{v^\alpha . (v - v_2)^\gamma}{(v - v_1)^\beta} : \frac{U^\alpha (U - v_2)^\gamma}{(U - v_1)^\beta}\right].$$

en posant :

$$\alpha = \frac{1}{v_1 v_2}; \qquad \beta = \frac{1}{v_1(v_2 - v_1)}; \qquad \gamma = \frac{1}{v_2(v_2 - v_1)};$$

(coefficients de la décomposition en fractions simples de la fraction sous le « signe somme »).

Nous pouvons écrire :

$$\left[\frac{\left(\frac{v}{U}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{v - v_2}{U - v_2}\right)^\gamma}{\left(\frac{v - v_1}{U - v_1}\right)^\beta}\right]^{\frac{1}{ra}} = \left[e^{-\frac{at}{c}}\right]^{\frac{1}{ra}},$$

afin d'avoir des *nombres* aux exposants. Ici r est une résistance *quelconque;* donnons-lui une valeur particulière :

$$r = \left(\frac{dv}{di}\right)_{v=0} = \frac{1}{a v_1 v_2},$$

d'après l'équation (1).

On a alors :

$$\text{(3)} \qquad \boxed{\frac{\frac{v}{U} \cdot \left(\frac{v - v_2}{U - v_2}\right)^{\gamma'}}{\left(\frac{v - v_1}{U - v_1}\right)^{\beta'}} = e^{-\frac{t}{rc}}},$$

équation où les exposants :

$$\alpha' = \frac{\alpha}{ra} = 1; \quad \beta' = \frac{\beta}{ra} = \frac{v_2}{v_2 - v_1}; \quad \gamma' = \frac{\gamma}{ra} = \frac{v_1}{v_2 - v_1}; \quad \frac{t}{rc};$$

sont des *nombres* (d'ailleurs positifs).

La discussion de l'équation (3) est simple, si l'on remarque que

son second membre décroît de $+1$ à 0, pour t variant de 0 à l'infini.

Premier cas : $0 < U < v_1$.

v ne peut pas croître avec le temps; car en croissant il atteindrait la valeur v_1 et au voisinage de cette valeur $(v - v_1)$ tendant vers 0, le premier membre de l'équation *croîtrait*, le second décroissant constamment. v ne peut donc que diminuer et tendre vers 0 pour $t = \infty$, ce qui satisfait l'équation.

Deuxième cas : $v_1 < U < v_2$.

Dans ce cas v ne peut pas décroître, car il passerait alors au voisinage de v_1 et le premier membre croîtrait indéfiniment. v ne peut donc que croître en tendant vers la valeur v_2 pour $t = \infty$, où le premier membre s'annule en satisfaisant l'équation.

Troisième cas : $v_2 < U < \infty$.

Ici v ne peut pas croître, car pour v suffisamment grand le premier membre de l'équation (3) tend vers :

$$\frac{\left(\frac{1}{U}\right)\cdot\left(\frac{1}{U - v_2}\right)^{\gamma'}}{\left(\frac{1}{U - v_1}\right)^{\beta'}} \cdot v^{(1+\gamma'-\beta')}.$$

Or, les valeurs de β' et γ' satisfont à la relation : $1 + \gamma' - \beta' = 0$. Le premier membre de l'équation tendrait donc vers une limite *finie*, le second tendant vers zéro. v ne peut donc que décroître, en tendant vers v_2, ce qui satisfait l'équation.

En résumé, si le condensateur est chargé au potentiel $U < v_1$, il se décharge entièrement (jusqu'à $v = 0$ pour $t = \infty$); s'il est chargé au potentiel $U > v_1$ *il se charge ou se décharge* jusqu'au potentiel $v = v_2$, valeur qu'il garde indéfiniment.

Les phénomènes sont évidemment les mêmes quelle que soit la représentation algébrique de la caractéristique interne du dynatron. C'est ainsi qu'à partir de l'équation empirique :

$$i = av(v - v_1)(v - v_2)(v + v_3)(v + v_4),$$
$$(\text{avec} \quad v_2 > v_1 > 0; \quad v_4 > v_3 > 0),$$

appliquée dans l'intervalle $0 < v < +\infty$, on obtient pour l'équation de la décharge :

$$(4) \qquad e^{-\frac{t}{rc}} = \frac{\left(\frac{v}{U}\right)^{\alpha}\cdot\left(\frac{v - v_2}{U - v_2}\right)^{\gamma}\cdot\left(\frac{v + v_4}{U + v_4}\right)^{\varepsilon}}{\left(\frac{v - v_1}{U - v_1}\right)^{\beta}\cdot\left(\frac{v + v_3}{U + v_3}\right)^{\delta}},$$

les exposants α, β, γ, δ, ε, étant tous positifs.

En limitant la discussion aux valeurs positives de v, les termes en δ et ε n'interviennent pas, et les conclusions sont identiques aux précédentes, à savoir :

Pour $t = \infty$, $v_\infty = 0$, si $U < v_1$;
Pour $t = \infty$, $v_\infty = v_2$, si $U > v_1$.

Les résultats étant indépendants du degré de l'équation $i = f(v)$, nous pouvons raisonner à partir de l'équation la plus simple (1), quoique représentant l'expérience avec une approximation plutôt grossière.

Le montage étant celui de la figure 13, *l'inverseur N étant ouvert* pour couper la résistance R, on vérifie au moyen d'un électromètre branché *aux bornes de C que le condensateur se décharge* entièrement quand $U < v_1$, et se charge au contraire jusqu'à la valeur v_2 quand $U > v_1$. La limite v_1 est facile à trouver en faisant varier U de deux en deux volts (batterie d'accus aux éléments accessibles). C'est ainsi que pour une certaine triode, la valeur de v_1 trouvée au moyen d'essai de décharge fut de 38 V., la caract. interne fournissant la valeur $v_1 = 36$ V.

(*à suivre*)

NOTE SUR QUELQUES PERFECTIONNEMENTS DES AMPLIFICATEURS A COURANT CONTINU

R. JOUAUST et B. DECAUX

du Laboratoire National de Radioélectricité.

L'emploi de l'amplificateur à courant continu pour l'amplification des très faibles différences de potentiel, conduit souvent à des complications gênantes. Si l'on veut obtenir une amplification considérable, on est amené à utiliser de nombreux étages dont le réglage est extrêmement délicat et instable; la présence des contre-batteries est également un ennui.

Nous avons pensé qu'il serait possible de diminuer le nombre d'étages nécessaires en profitant des perfectionnements considérables acquis dans la technique des tubes à vide. Nous avons donc

expérimenté un amplificateur à deux étages : l'un élévateur de tension, l'autre élévateur de courant.

Le premier étage comporte une lampe à très grand coefficient d'amplification et, conséquemment, à résistance interne élevée. Le circuit de plaque de ce tube comprend une résistance extérieure très grande et une batterie assez considérable. La Compagnie des Lampes a bien voulu nous établir une lampe très spéciale ayant une grille serrée et une plaque à très grand diamètre. Avec une résistance extérieure de 2ρ, l'amplification en volts est d'environ 70. Il est possible d'augmenter encore cette valeur en utilisant une lampe à deux grilles dont les deux grilles sont réunies de façon à réaliser un triode à très grand coefficient d'amplification; la lampe à grille écran est, dans ce cas, remarquable.

La tension recueillie aux bornes de la résistance extérieure est transmise, suivant le schéma classique, par une contre-batterie à la grille de la deuxième lampe. Nous avons choisi pour celle-ci un tube à très grande pente. En effet, ce qui importe pour la dernière lampe, dont le circuit de plaque contient le milliampèremètre de mesure, c'est d'avoir la plus grande variation de courant de plaque pour une variation de tension de grille donnée. La lampe Métal C. L. 755, que nous utilisons, fournit une variation de 2 mA, 5 pour une variation de 1 V. Si l'on veut une plus grande

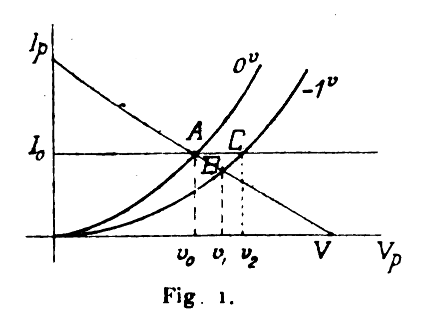


Fig. 1.

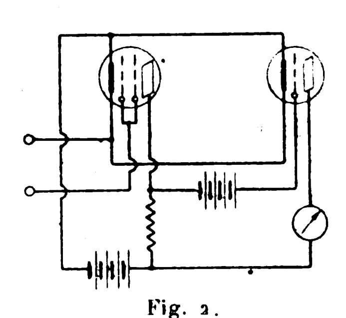


Fig. 2.

variation, la mise en parallèle d'une seconde lampe identique donnera toute satisfaction.

Nous avons ensuite cherché à améliorer le fonctionnement de la première lampe. En fait, l'amplification en volts théorique est égale à $\frac{KR}{R+\rho}$, K étant le coefficient d'amplification, ρ la résistance interne et R la résistance d'utilisation. Cette valeur ne

serait égale à K que si R devenait infini. Graphiquement, en considérant les courbes $I_p = f(V_p)$ pour 0^V et -1^V à la grille, si V représente la tension de la batterie et la droite VA ayant la pente $\frac{1}{R}$ l'amplification obtenue est V_0V_1 qui est inférieuer à K représenté par V_0V_2.

Si R était infini le courant de plaque ne varierait pas et serait égal par exemple à I_0, et la tension de la batterie devrait être infinie. Nous avons alors eu recours à un artifice qui, à notre connaissance, n'a pas encore été proposé; c'est la description de cet artifice qui constitue le but principal de notre note.

Remplaçons la résistance par l'espace filament-plaque d'un diode, dont le chauffage est réduit de façon à obtenir la saturation. Dans

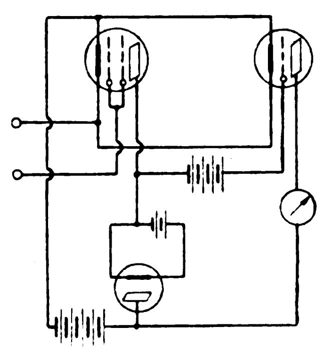


Fig. 3.

ces conditions, le courant de plaque ne pourra pas augmenter au delà de la saturation et nous obtiendrons le fonctionnement théorique envisagé plus haut. De plus la chute de tension le long de l'espace filament-plaque du diode est beaucoup plus faible qu'auparavant.

En employant comme diode une petite lampe ordinaire, dont la grille et la plaque étaient réunies et une lampe à grille-écran, l'amplification mesurée à l'électromètre a varié de 200 à 300. Associé avec une C. L. 755, cet ensemble a fourni le résultat suivant : une variation de 0 V 005 sur la grille d'entrée produit une variation de 2 mA 5 à la plaque de sortie. L'appareil est très stable; le réglage du chauffage du diode doit être assez précis. L'inconvénient d'avoir une batterie supplémentaire de chauffage isolée est minime si l'on utilise un diode à faible consommation.

R. JOUAUST ET B. DECAUX.

SUR LA QUALITÉ DE LA REPRODUCTION RADIOPHONIQUE

Par P. DAVID,

Ingénieur au Laboratoire national de Radioélectricité.

---

1. — On parle souvent de la qualité des reproductions radiophoniques.

Il n'est pas un ouvrage, il n'est pas un article sur l'émission ou la réception, qui n'y fasse allusion, et ne proclame bien haut la règle traditionnelle : *Pour obtenir une bonne reproduction radiophonique, il faut transmettre et recevoir avec une fidélité égale, toutes les fréquences comprises entre* 30 *et* 10 000 *p : s.*

Malheureusement, ceci fait; cet hommage rendu à l'idéal désirable; on néglige d'examiner la difficulté de sa réalisation; on ne cherche pas à voir dans quelle mesure il peut être approché et l'on décrit, bravement, des postes super et hyper-sélectifs à 6, 8, 10 lampes, avec accords pointus à tous les étages, lesquels sont manifestement incapables de reproduire fidèlement le quart ou même le dixième de la bande de fréquences voulue.

Sans doute, ces appareils sont très puissants et très sensibles : le haut-parleur tonitrue, et la voix du speaker de Londres, New-York ou Tombouctou, s'entend, toutes portes fermées, à cinquante mètres. Mais on n'en comprend pas un mot : (d'abord, il parle une langue étrangère); ensuite, l'ascenseur de la maison voisine fonctionne toutes les cinq minutes; enfin, même dans les intervalles, un formidable bruit de fond, dû à tous les parasites d'Europe, dénature la voix.

Le résultat n'est guère meilleur quand on écoute un poste local, ou régional; l'appareil est saturé, le haut-parleur vibre; alors, on en est quitte pour accuser le microphone de la station d'émission et proclamer la supériorité des stations étrangères.

Nous croyons que la quasi-totalité des appareils de réception actuels souffre, à quelque degré, de ce défaut : ils sont *trop sélectifs et trop sensibles.*

2. — Le montage actuel normal d'un récepteur comporte, en effet, au moins deux ou trois circuits résonants accordés, soit sur la haute fréquence, soit sur la moyenne fréquence.

Dans un récepteur à quatre lampes, on aura en général l'antenne, un secondaire accordé, puis, entre la première et la deuxième lampe, un circuit bouchon (montage à résonance) ou un transformateur accordé.

Dans un changeur de fréquence, on aura un accord à l'entrée, parfois encore un étage accordé avant la première détection; puis, à l'entrée de la moyenne fréquence, un transformateur accordé sur celle-ci (appelé souvent « filtre » sans que personne sache pourquoi); entre les étages à moyenne fréquence, on aura encore, suivant les cas, des transformateurs plus ou moins sélectifs.

Dans les deux types d'appareils, pour augmenter la sensibilité, on emploie, presque invariablement, de la « réaction », ce qui diminue la résistance apparente des circuits.

Or, il est aisé de voir qu'un appareil ainsi construit est bien loin de laisser passer, de chaque côté de l'onde porteuse, une bande de fréquences de 10 000 p : s, et qu'il détériore, au contraire, la modulation, en affaiblissant notablement les fréquences élevées.

Prenons d'abord le cas de la haute fréquence, et supposons un circuit accordé sur la longueur d'onde 1 750 m (Radio-Paris). Avec une capacité d'accord de 1/2 millième, la self-induction est de l'ordre de 2 millihenrys. La résistance naturelle du circuit, s'il est bien construit, ne dépassera pas 20 ohms; l'emploi de la réaction pour augmenter l'amplification pourra la réduire bien en-dessous, par exemple à 1 ohm.

Dans ces conditions, si le circuit est accordé sur l'onde porteuse. Ω_0 son impédance est, pour cette onde, égale à la résistance : $Z_0 = R$ pour une onde différente elle est :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\Omega - \frac{1}{C\Omega}\right)^2},$$

le rapport des deux impédances, c'est-à-dire l'affaiblissement produit par la sélection sur l'onde voisine, est :

$$S = \frac{Z_0}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L^2}{R^2}\left(\Omega - \frac{1}{LC\,\Omega}\right)^2}}$$

qui peut s'écrire si la différence des deux ondes est petite.

$$\Omega - \Omega_0 = \Delta\Omega.$$

$$S = \frac{Z_0}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2L}{R}\right)^2 (\Delta\Omega)^2}} \# \frac{1}{\left(\frac{2L}{R}\right)\Delta\Omega)}.$$

En remplaçant par les valeurs numériques de l'exemple considéré, on trouve :

$$\begin{cases} \text{avec } R = 20 \text{ ohms.} & S \# \frac{1}{12}, \\ \text{avec } R = 1 \text{ ohm (réaction).} & S \# \frac{1}{210}. \end{cases}$$

Tel est l'affaiblissement produit aux extrémités de la bande par *un seul* circuit accordé.

S'il y a trois circuits identiques, il est élevé au *cube*, soit $\frac{1}{1700}$ sans réaction, et $\frac{1}{14000000}$ avec réaction.

Si la sélection se fait en moyenne fréquence, la self-induction peut être notablement plus grande, et la résistance restant (surtout avec la réaction), du même ordre, la déformation est encore notablement augmentée.

Des appareils aussi sélectifs ont donc trop d'inertie; ils suppriment entièrement les fréquences élevées de la modulation.

C'était d'ailleurs évident *à priori*. Certains constructeurs se vantent que leurs appareils sont assez sélectifs pour séparer Daventry de Radio-Paris, et les P. T. T. d'avec Langenberg. Or, entre ces postes, l'écart de fréquence est à peu près de 17 à 18 000 p : s; il est inférieur à deux fois la largeur de la bande; les deux bandes se recouvrent : il est donc impossible de les séparer sans les détériorer; dire qu'on les sépare, c'est avouer le formidable excès de sélection des appareils.

3. — Mais, dira-t-on, puisque, malgré cet excès de sélection, ces appareils donnent satisfaction à leurs propriétaires; puisque la parole demeure compréhensible (quelquefois, du moins), et la musique acceptable, c'est donc qu'il y a exagération à vouloir reproduire une bande de fréquences aussi large, et que les fréquences jusqu'à 10 000 ne sont nullement nécessaires.

Sans doute, ces fréquences ne sont pas *nécessaires*. La gamme transmise en téléphonie sur fils, ne va guère que de 250 à 2 500; et la parole peut rester compréhensible, même réduite à une gamme plus étroite encore. Aussi avons-nous bien spécifié que nous considérions une réception « de qualité ». La fidélité dans la gamme 30-10 000 p : s représente une qualité hors de pair. Non seulement la parole est compréhensible, mais la sonorité est naturelle, agréable; on reconnaît la personne qui parle. La musique garde sa

couleur et son timbre; dans la masse orchestrale, les diverses parties sont distinctes et peuvent être suivies séparément; chaque instrument garde son individualité. L'audition est artistique.

Cette qualité est peut-être un luxe ? Cela peut paraître à des auditeurs habitués à des réceptions médiocres, car l'oreille s'accoutume à une déformation, comme l'a signalé M. Deloraine, et finit par s'y plaire. Mais nous croyons que le luxe est bien plutôt de vouloir écouter des postes lointains dont le champ est beaucoup trop faible. Dans cette voie la majorité des auditeurs a été orientée à tort, par l'excès de sensibilité et de sélection des postes actuels. Nous croyons que la radiophonie gagnerait notablement à mettre en pratique, elle aussi, la devise « qualité d'abord ».

Que si l'on ne veut pas passer d'un extrême à l'autre et sacrifier tout à la fidélité, du moins le juste milieu nous paraît être de reproduire également bien les fréquences jusqu'à 5 000 (au lieu de 10 000). C'est déjà très suffisant dans bon nombre de cas : et ce serait un notable progrès sur l'état actuel des choses, comme le montrent les considérations ci-dessus.

4. — *Conclusion.* — Les appareils actuels sont beaucoup trop sélectifs et affaiblissent à l'excès les fréquences élevées de la modulation. Pour y porter remède il faut augmenter l'amortissement des circuits, supprimer la réaction, ou bien employer des *filtres de bande* véritables et combinaisons analogues.

Cela entraînera nécessairement une perte de sensibilité; on sera obligé de renoncer à l'écoute des postes très éloignés (surtout en présence d'un brouilleur rapproché, si l'on ne peut l'éliminer par un collecteur d'ondes dirigé). Mais il est préférable d'entendre *bien* un petit nombre de postes, que d'en entendre beaucoup et *mal*.

P. DAVID.

BAR-LE-DUC. - IMP. COMTE-JACQUET *L'éditeur-gérant* : ÉTIENNE CHIRON.

LA DÉTECTION PAR LAMPE

Par Pierre DAVID

Docteur ès-sciences, Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité.

SOMMAIRE :

Introduction

1\. — Dès que l'on cherche à dépasser l'explication élémentaire et qualitative des phénomènes, la détection par lampe apparaît compliquée et d'une étude incommode.

Elle est, en effet, toujours basée sur la propriété des *caractéristiques* du tube, de présenter par endroits une certaine *courbure* : propriété que souvent, on cherche précisément à négliger, ou dont on ne tient compte que très grossièrement, parce que ces courbures sont rapidement variables, difficiles à mesurer, et surtout introduisent dans les calculs des complications excessives.

A l'heure actuelle, l'allure des phénomènes de détection en régime stationnaire, est connue ; encore n'y a-t-il point de formule précise donnant, pour chaque type de lampe, le rendement de la détection. Lorsque le régime stationnaire n'est pas atteint, c'est à-dire lorsque la constante de temps, des organes interposés dans le circuit, n'est pas négligeable, on ne sait plus du tout ce qui se passe, et les différents auteurs ne sont pas d'accord sur la grandeur de la distorsion introduite.

Nous avons cherché à préciser ces points par le calcul et l'expérience.

Dans une première partie, nous montrerons quelle doit être la méthode générale d'étude, indépendamment de toute hypothèse, sur la forme de la caractéristique employée, sur la nature de l'électrode utilisée (grille ou plaque...) ; nous aurons soin de donner en même temps que la solution algébrique, sa représentation graphique, toujours utile à la compréhension réelle des phénomènes.

Dans une deuxième partie, nous envisagerons les expressions analytiques permettant de représenter les caractéristiques des tubes; nous en donnerons l'application numérique et la vérification pour les différents types de circuits.

Dans la troisième partie, nous appliquerons ces considérations aux cas pratiques réels, en particulier au cas où le régime stationnaire n'est pas atteint, c'est-à-dire au superhétérodyne.

I. — Méthode générale d'étude.

2. — La *détection par lampe* consiste essentiellement à utiliser la *courbure* d'une certaine caractéristique, c'est-à-dire la relation non linéaire existant entre une certaine tension (u) appliquée entre cer-

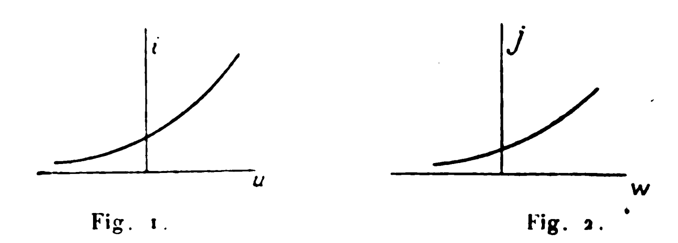


Fig. 1. Fig. 2.

taines électrodes, et le courant (i) passant, soit entre ces mêmes électrodes, soit entre deux autres.

Par exemple, si u est la tension de grille (par rapport au filament),

i le courant entre grille et filament, il existe entre i et u une relation *caractéristique de grille*

(1) $$i = f(u).$$

dont l'allure est en général celle de la fig. 1.

De même, si j désigne le courant plaque et v la tension de plaque, on sait que le réseau des caractéristiques de plaque, est représenté par la relation

$$j = g(u, v)$$

l'allure de ce réseau est en général celle de la fig. 2.

Dans la région utilisée lors de la réception, cette relation peut s'écrire :

(1 *bis*) $$j = g(v + k.u) = g(w)$$

en appelant w la *tension composée* et k le coefficient d'amplification :

$$w = v + k.u$$

c'est-à-dire qu'une variation de tension grille produit toujours le même effet qu'une variation k fois plus grande de la tension de plaque. Cette approximation a été admise par la quasi-unanimité des auteurs (français, allemands, américains, etc.) et nous l'admettrons comme légitime dans tout ce qui va suivre.

Nous parlerons uniquement de la tension grille u, supposée soumise à une variation sinusoïdale

$$u = u_1 + \text{U}.\sin \Omega t,$$

mais, sauf indication contraire, tout ce que nous dirons sera également applicable à la tension de plaque, supposée soumise à la variation :

$$w = v_1 + k(u_1 + \text{U}.\sin \Omega t) = w_1 + \text{W} \sin \Omega t$$

en posant $(v_1 + ku_1) = w_1$ $\quad k.\text{U} = \text{W}$

et ainsi de suite

3. La *détection* est due au fait que les caractéristiques (1), (1 *bis*) ne sont pas linéaires; c'est-à-dire que la variation sinusoïdale $\text{U} \sin \Omega t$ superposée à la tension moyenne, a pour effet de modifier la valeur du courant moyen. Graphiquement, c'est évident; la caractéristique est courbe, et suivant que sa concavité est tournée vers le haut ou vers le bas, les variations alternatives augmentent ou diminuent le courant moyen.

Si donc nous posons :

(2) $$i_1 = \bar{i} = \frac{\Omega}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{\Omega}} f(u_1 + \text{U}.\sin \Omega t).dt = \Phi(u_1, \text{U})$$

(et la relation analogue pour j_1)

nous saurons que les deux quantités $\bar{i}$ et $\bar{j}$ sont des fonctions non nulles, φ et Ψ, de u_1 et U ou de w_1 et W.

Nous pouvons connaître ces fonctions de deux manières :

ou bien en effectuant l'intégration si nous connaissons les expressions analytiques de f et de g ;

ou bien en mesurant expérimentalement les valeurs de i et j pour des tensions appliquées u_1... etc. différentes.

Elles jouent évidemment un rôle capital dans la détection, puisque ce sont elles qui déterminent la variation de courant *moyen*.

On peut les représenter graphiquement : si nous portons en abscisses u_1 (ou w_1) et en ordonnées i (ou j) nous obtenons pour chaque valeur de U (ou de W) une courbe bien déterminée. L'ensemble de ces courbes constitue le réseau des caractéristiques dynamiques(1)

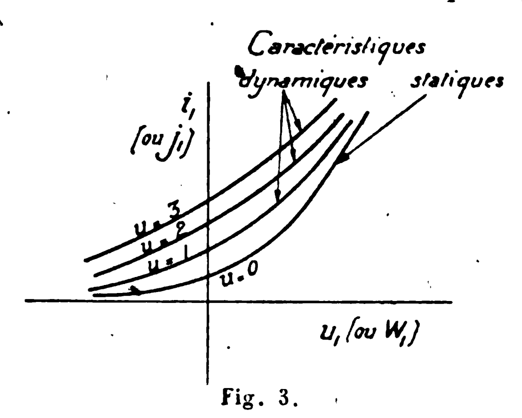


Fig. 3.

qui a pour limite la caractéristique *statique* f (ou g) correspondant à U (ou W) nul (fig. 3).

Il est essentiel de faire ici la remarque suivante :

Nous avons supposé la tension alternative U (ou W) *constante*.

Les relations (3) et le réseau de caractéristiques dynamiques ne seraient évidemment plus applicables, si cette amplitude variait d'une façon appréciable dans l'intervalle d'intégration.

Mais elles demeurent valables, si la variation de U (ou de W) est assez lente pour que cette amplitude puisse être regardée comme constante dans l'intervalle d'une période $2\pi/\Omega$. C'est précisément, comme nous le verrons plus loin, le cas général.

(1) Le mot de *caractéristique dynamique* a été souvent employé pour désigner des courbes un peu différentes de celles dont nous parlons ici (notamment en ce qui concerne le triode générateur). Le premier auteur qui lui ait donné exactement le sens ci-dessus, nous semble être Smith. (Bibl. 33).

Utilisation des caractéristiques dynamiques.

4. Si les valeurs moyennes de u_1 (ou de w_1) sont connues, par exemple, dans la détection par la grille, avec le schéma de la fig. 4, alors le réseau des caractéristiques ou les formules (3) fournissent

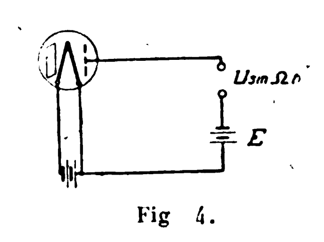


Fig 4.

immédiatement le courant détecté i (ou j) en fonction de l'amplitude appliquée U (ou W).

C'est, algébriquement, la différence :

$$i_1 - i_0 = \varphi(u_1 U) - \varphi(u_1, 0)$$

ou graphiquement la différence des ordonnées des points d'abscisses u_1 sur les courbes U et U = o.

Mais, en pratique, le problème se pose différemment et n'est pas

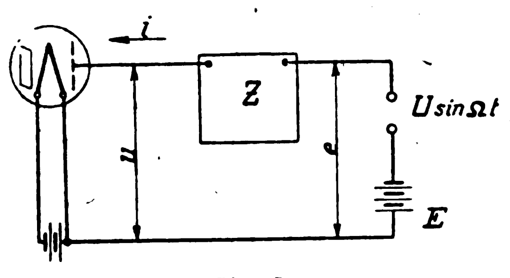


Fig. 5.

aussi simple, parce que la tension moyenne u_1 (ou w_1) n'est pas connue d'avance ; elle est précisément fonction du courant i (ou j_1) que l'on cherche à déterminer, parce que le circuit utilisé comporte entre la source et la lampe, une certaine impédance Z.

Le schéma est alors donné, dans le cas de la grille, par la fig. 5.

Nous allons raisonner sur ce cas ; on transposerait facilement dans le cas d'une autre électrode, en utilisant ce qui précède.

L'impédance Z est constituée de manière à avoir des valeurs très différentes en fonction de la fréquence.

Naturellement pour la fréquence *zéro* elle se réduit à une certaine

résistance R ; la tension appliquée est une simple tension de polarisation E (4 volts, en général, sur la grille ; 80 volts sur la plaque), de sorte que la position d'équilibre du système est représentée :

analytiquement, par la solution du système :

$$\begin{cases} i_0 = f\,(v_0) \\ u_0 = E - R_y . i_0 \end{cases}$$

graphiquement, par l'intersection de la courbe caractéristique statique, avec la droite $u = E - R . i$ qui est la caractéristique du circuit.

La position de repos étant ainsi définie, supposons qu'il arrive un signal, c'est-à-dire une f.e.m. U. sin Ωt, que nous supposons ou bien réellement entretenu, c'est-à-dire U constant, ou bien modulé à une fréquence $\left(\frac{\omega}{2\pi}\right)$ notablement inférieure à sa fréquence propre ; U est alors variable, mais assez lentement pour qu'on puisse le considérer comme constant dans la durée d'une période $2\pi\ \Omega$; le signal est « quasi-sinusoïdal ». Comme nous l'avons remarqué ci-dessus, les formules (3) continuent à s'appliquer. Il y aura donc une variation du courant moyen à la fréquence $\omega/2\pi$ de variation de U.

On aura donc dans le circuit les deux fréquences Ω (haute fréquence, fréquence de l'onde porteuse à détecter) et ω (basse fréquence, fréquence de modulation à faire apparaître).

Mais ce ne sera pas tout. En effet, le circuit contient le tube, c'est-à-dire par hypothèse une caractéristique non linéaire. Par suite le courant n'est pas proportionnel à la tension, il se produit des harmoniques.

Ce courant i sera donc très complexe. Il sera la somme :

d'un courant moyen continu i
d'une composante basse fréquence en ω et ses harmoniques i_{BF}
d'une composante en haute fréquence Ω et ses harmoniques i_{HF}

La chute de tension $Z.i$ dans l'impédance Z sera très différente pour les trois composantes, puisque Z a des valeurs très différentes pour les trois ordres de fréquences.

Il est évidemment avantageux que Z soit petit pour les hautes fréquences, de telle manière que la tension utile, U sin Ωt, soit appliquée à la lampe sans être affaiblie notablement. On s'arrange donc en général, pour que Z soit pratiquement *un court-circuit* pour la fréquence $\Omega/2\pi$; il n'y a donc pas de chute de tension pour le terme U, sin Ωt qui se trouve utilisé tel quel.

Il restera donc la tension à introduire dans les équations (3) :

$$u_1 = E = Z(\bar{i} + i_{BF})$$

et, en y remplaçant $\bar{i}$ par $(\bar{i} + i_{BF})$, on aura :

(4) $$(\bar{i} + i_{BF}) = \Phi[E - Z(\bar{i} + i_{BF}), U].$$

Relation de laquelle on pourra en théorie du moins, tirer i_{BF}, c'est-à-dire la variation cherchée du courant détecté.

Graphiquement cela revient à chercher les intersections des caractéristiques dynamiques correspondant aux valeurs de U, avec une certaine courbe caractéristique du circuit.

On peut naturellement retrouver, comme cas particulier, le cas précédent. Si U est constant et égal à U_1 le terme en i_{BF} disparaît et il reste :

(5) $$i_1 = \Phi(E - R.i_1, U_1)$$

la position moyenne du point de fonctionnement est alors l'intersection de la caractéristique dynamique U_1 avec la droite

$$u_1 = E - R.i_1$$

de pente $-\frac{1}{R}$ et passant par le point E, O.

Solutions algébriques de l'équation (4).

5. En général, comme nous le verrons plus loin, la fonction Φ présente une forme beaucoup trop compliquée pour que l'on puisse résoudre l'équation (4) et mettre sous forme algébrique la composante de courant détecté.

Cela n'est possible que dans certains cas particuliers.

Le premier, *le plus connu*, et auquel on s'arrête généralement à tort, est celui où le signal est très faible, de telle manière que la fonction Φ puisse être *développée en série arrêtée au second terme*.

Le second, qui nous *semble beaucoup plus intéressant* dans la pratique, et sur lequel nous insisterons spécialement, est celui où la F.E.M. appliquée comprend une amplitude constante et *grande*, U_1, à partir de laquelle le signal produit des variations ΔU *petites* par rapport à U_1.

C'est, en fait, presque toujours le cas :

En effet, ou bien on détecte un signal téléphonique, une onde modulée, et alors U est de la forme $U_1 + \Delta U.\sin \omega t$, avec ΔU *petit devant* U_1 car la profondeur de modulation n'est jamais très grande.

Ou bien, en télégraphie (et même parfois en téléphonie pour changer la fréquence), on superpose au signal une F.E.M. locale

énormément plus grande que lui (hétérodyne), laquelle joue précisément le rôle de l'amplitude constante U_1.

Voyons successivement ces deux cas :

Premiers cas particuliers : signaux très faibles.

6. Nous rappelons brièvement le résultat connu :

Si le développement en série de la fonction f, peut être borné à ses deux premiers termes en u et u^2, on a

$$i = f(u) = f(u_1) + (u - u_1)f'(u_1) + (u - u_1)^2 \frac{f''(u_1)}{2},$$

les caractéristiques dynamiques deviennent.

$$\Phi(u_1, U) = \frac{\Omega}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{\Omega}} f(u_1 + U \sin \Omega t)dt$$
$$= f(u_1) + \frac{U^2}{2} \cdot \frac{f''(u_1)}{2},$$

ce sont donc des paraboles identiques à f, et simplement translatées vers le haut de

$$\frac{U^2}{2} \cdot \frac{f''(u_1)}{2}.$$

Portons dans (5) en supposant le régime stationnaire, c'est-à-dire une onde non modulée. On a :

$$\bar{i} = \Phi(E - R\bar{i}, U) = f(E - R\bar{i}) + \frac{U^2}{2}\frac{f''(u_1)}{2}.$$

Pour en tirer $\bar{i}$, il est plus simple de remarquer que si l'équilibre au repos est obtenu pour un courant $\bar{i}_0$ la variation $(\bar{i}_1 - i_0)$ est petite, son carré négligeable. Donc

$$f(E - Ri_1) = f(E - Ri_0) + R(i_0 - i_1).f'(E - Ri_0),$$

d'où

$$(6) \qquad \Delta i = i_1 - i_0 = - \frac{\frac{U^2}{2} \cdot \frac{f''(u_0)}{2}}{1 + Rf'(u_0)}$$

et

$$(7) \qquad \Delta u = u_0 - u_1 = - R(i_0 - i_1) = \frac{\frac{U^2}{2}\frac{f''(u_0)}{2}}{\frac{1}{R} + f'(u_0)},$$

La détection est donc proportionnelle *au carré* de l'amplitude du signal ; à $f''(u_0)$; et à la quantité

$$\frac{1}{Z_a} = \frac{1}{R} + f'(u_0),$$

on peut considérer Z_a comme l'impédance du circuit comprenant en parallèle la résistance R et la résistance du tube $\rho_0 = \frac{1}{f'(u_0)}$.

Deuxième cas particulier :
petites variations à partir d'une amplitude connue :

7. U est de la forme $U_1 + \Delta U \sin \Omega t$, la variation ΔU_1 étant petite devant U_1.

La position d'équilibre relative à U_1 se détermine aisément par la relation (5) ou le tracé d'une seule droite sur le réseau des caractéristiques dynamiques.

A partir de cette position, la petite variation ΔU provoque des variations de courant et de tensions Δi_1 et Δv_1, et l'on a sensiblement :

$$i_1 + \Delta i_1 = i_1 + \frac{\partial \Phi}{\partial u_1} \Delta v_1 + \frac{\partial \Phi}{\partial U} \cdot \Delta U,$$

d'où

$$\Delta i_1 = \frac{\partial \Phi}{\partial u_1} \times (-Z.\Delta i_1) + \frac{\partial \Phi}{\partial U} \cdot \Delta U.$$

et

$$(8) \qquad \Delta i_1 = \frac{\frac{\partial \Phi}{\partial U} \cdot \Delta U}{1 + Z \frac{\partial \Phi}{\partial u_1}},$$

et

$$(9) \qquad -\Delta v_1 = \frac{\frac{\partial \Phi}{\partial U} \cdot \Delta U}{\frac{1}{Z} + \frac{\partial \Phi}{\partial u_1}}.$$

Cette fois la détection est linéaire, c'est-à-dire proportionnelle à la variation ΔU (et non plus à son carré). L'impédance apparente du circuit est

$$Z_a = \frac{1}{\frac{1}{Z} + \frac{\partial \Phi}{\partial u_1}} = \frac{1}{\frac{1}{Z} + \frac{1}{\rho_1}},$$

en appelant $\rho_1 = \frac{1}{\frac{\partial \Phi}{\partial u_1}}$ la résistance apparente moyenne du tube.

De même que dans bien d'autres cas, la superposition d'une amplitude fixe U_1 à la petite variation ΔU rend linéaire le phénomène résultant. Nous en verrons plus loin l'application.

Interprétation graphique.

8. La position d'équilibre pour l'amplitude U_1 est figurée par l'intersection de la caractéristique dynamique cotée U_1 avec la droite $u = E - R.i$.

A partir de cette position, les déplacements du point figuratif se font évidemment entre les caractéristiques dynamiques cotées $U_1 + \Delta U$ et $U_1 - \Delta U$.

Si l'impédance Z du circuit était une résistance pure, le courant

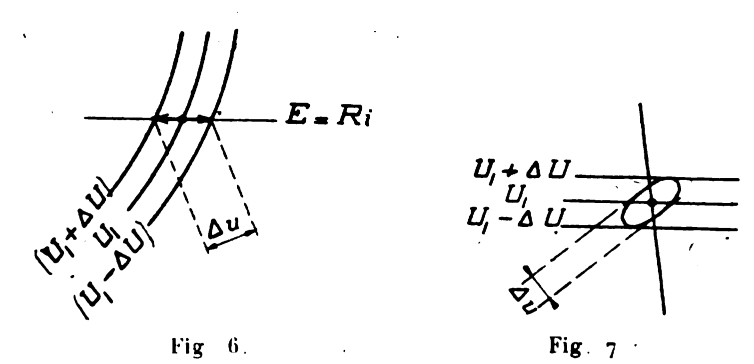


Fig 6. Fig. 7

détecté et la tension seraient toujours en phase, et le point figuratif se déplacerait sur la droite correspondante (fig. 6).

Comme, en général, pour la fréquence ω de variation de U, l'impédance Z contient une réactance non négligeable, le courant et la tension ne sont plus en phase, et le point figuratif décrit une *ellipse* tangente aux courbes $U + \Delta U$ et $U - \Delta U$.

L'hypothèse que la variation est infiniment petite revient à confondre ces deux courbes avec leurs tangentes (fig. 7).

II. — Caractéristiques des lampes.

9. On sait que la caractéristique d'une lampe ne peut être représentée correctement dans toute son étendue, par aucune formule simple.

Suivant la région utilisée, on l'assimile à une droite, à une parabole, à une exponentielle, à deux fragments de courbes, etc. (1).

---

(1) Ces hypothèses ne sont pas les seules possibles ; Langmuir a proposé dès 1915 la formule $j = b\,w^{3/2}$; Brillouin et Fromy (bibl. n° 11) ont utilisé un polynome du 5e degré ; on a aussi employé la formule $j = \text{arc tg}\, w$. Enfin récemment Barclay (bibl. n° 4 *bis*) a indiqué une méthode curieuse pour tracer les caractéristiques dynamiques à partir de la caractéristique statique supposée de degré inférieur à 6 ; mais il est retombé ensuite dans les approximations ordinaires des signaux faibles.

Voyons rapidement, *dans le cas de la détection*, jusqu'à quel point ces approximations sont légitimes. Il est évidemment inutile de supposer qu'on travaille dans une région pseudo-rectiligne : la détection y serait nulle.

1° Cas. — *La caractéristique est assimilée à une parabole.*

Cette approximation n'est légitime que sur une étendue de

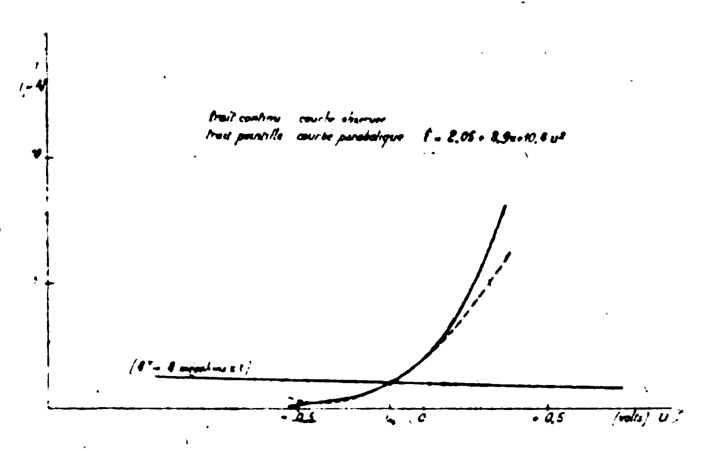


Fig. 8.

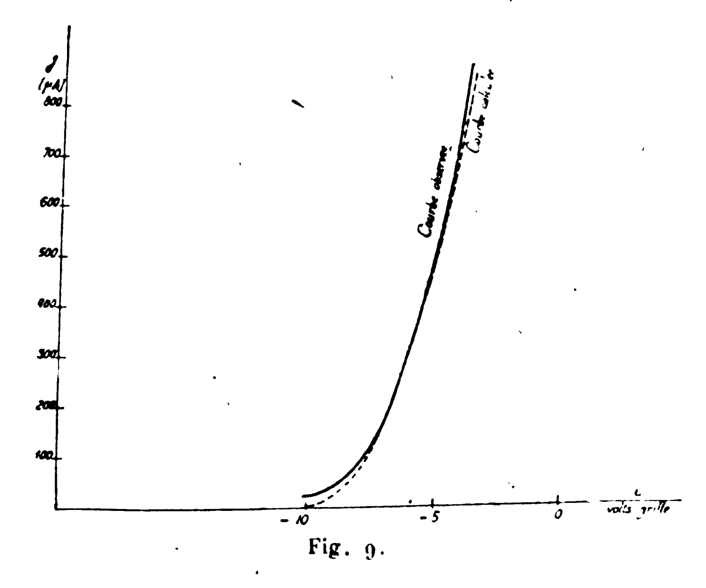


Fig. 9.

quelques dixièmes de volts pour la grille, quelques volts pour la plaque.

A titre d'exemples, la fig. 8 montre la caractéristique de grille d'une lampe française TM ordinaire, et la parabole

(11) $i = (2,05 + 8,9u + 10,4u^2).10^{-6}$ (ampères-volts)

qui la représente avec une bonne approximation entre o et — 0,3 volt.

De même la fig. 9 montre la caractéristique de plaque et la parabole

(12) $j = [0,27(v + 8u)^2].10^{-6}$,

qui peut la représenter entre — 4 et — 8 volts.

Ces courbes donneraient, pour un signal de U_{eff} volts efficaces, une caractéristique dynamique qui serait identique à la caractéristique statique déplacée vers le haut de

$10,4.U^2_{eff}.10^{-6}$ pour la grille,

$17,3\ U^2_{eff}.10^{-6}$ pour la plaque.

Mais il est évident que cette formule s'applique dans un domaine restreint : pour la grille, en particulier, l'amplitude de U_{eff} ne doit pas dépasser 0,1 volt (et même 0,05 volt d'après Chaffee et Browning, bibl. n° 13).

2e Cas. — *La caractéristique est exponentielle.*

10. Cette approximation, déjà meilleure, a été notamment admise par Colebrook (15 *bis*) pour la grille.

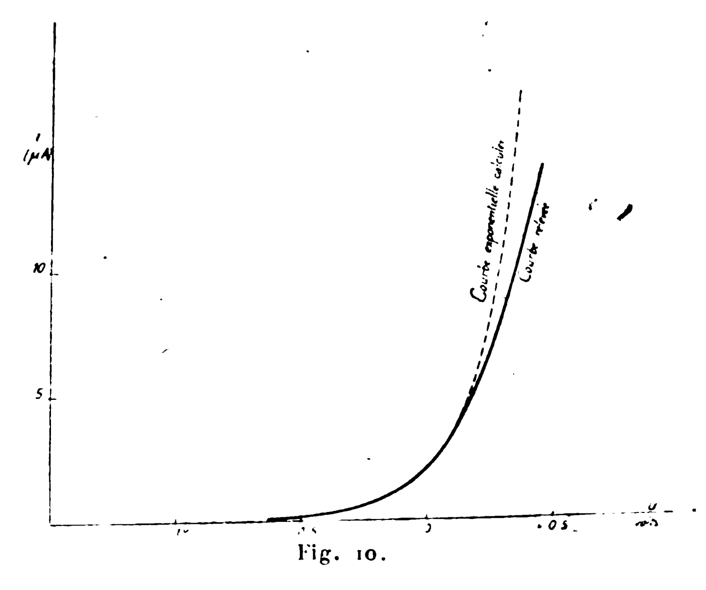


Fig. 10.

La fig. 10 montre la comparaison de la caractéristique de grille

relevée, avec la courbe :

(13) $$i = \alpha\, e^{\beta u}$$

en prenant $\alpha = 2$. $\beta = 5,3$.

Grœneweld, Van Der Pol, Posthumus (n° 21) ont montré que le coefficient β était uniquement fonction de la température du filament, et plus élevé pour les lampes à filament d'oxyde travaillant au rouge sombre.

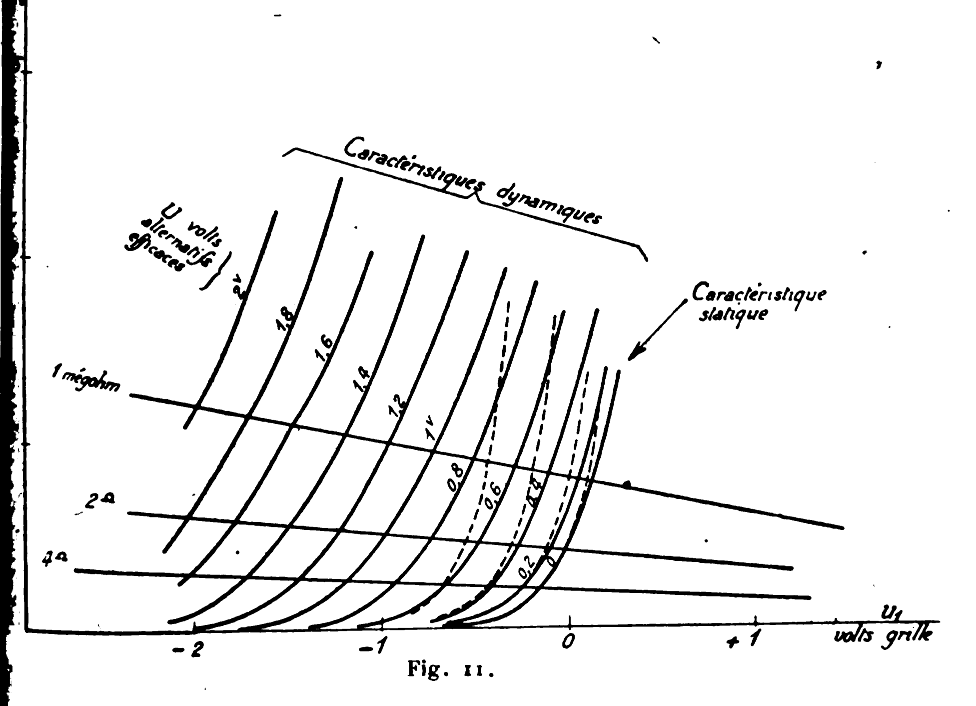


Fig. 11.

Pour la caractéristique de plaque, cette approximation n'est pas intéressante.

La formule (13) donne pour les caractéristiques dynamiques :

$$i_1 = \bar{i} = \alpha . e^{\beta u_1} . \frac{1}{T} \int_0^T e^{\beta U \sin \Omega t} . dt$$

L'intégrale a été calculée par Colebrook qui l'a appelée $G(x)$ sans reconnaître la fonction J_0 de Bessel. On voit que, cette fois encore, les caractéristiques dynamiques sont identiques à la caractéristique statique, à une translation près.

La fig. 11 montre jusqu'à quel point cette approximation est

vérifiée dans la pratique. On voit que l'écart est notable dès que la tension instantanée dépasse + 0,1 volt, en raison de ce que la caractéristique statique monte alors beaucoup moins vite que l'exponentielle. Colebrook lui-même limite l'application de son hypothèse aux signaux d'amplitude inférieure à 0,6 volt.

Or, il arrive souvent que les tensions appliquées à la grille soient supérieures, parce que c'est avantageux comme nous le verrons plus loin.

3e CAS. — *La caractéristique est mi-rectiligne, mi-parabolique.*

11. Cette approximation a été faite notamment par *Kühlmann* (n° 27). On suppose que pour u inférieur à une certaine limite u_e le courant i est nul, la caractéristique est confondue avec l'axe des abscisses. Pour $u > u_e$, on a la parabole

$$i = b(u - u_e)^2.$$

Pour calculer la caractéristique dynamique, posons :

(19) $$u = u_1 + U \cos \Omega t$$

et

(20) $$\cos p = \frac{u_e - u_1}{U}$$

nous supposons évidemment u_1 tel que p soit réel, sinon on n'utilise qu'une des deux moitiés de la caractéristique, ce qui est contre l'hypothèse.

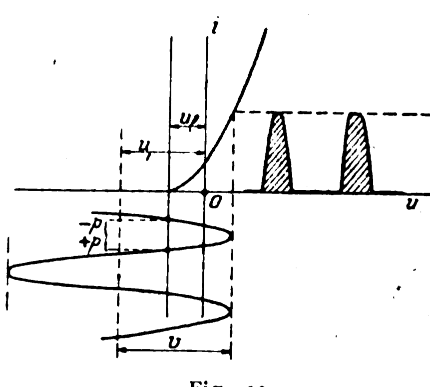


Fig. 12

L'intervalle durant lequel il passe un courant est alors $-p$ à $+p$ (fig. 12) la valeur moyenne est

$$\bar{i} = \frac{1}{2\pi}\int_{-p}^{+p} i d(\Omega t) = \frac{bU^2}{2\pi}\int_{-p}^{+p} (\cos^2 p - 2 \cos p . \cos \Omega t + \cos^2 \Omega t) d(\Omega t)$$

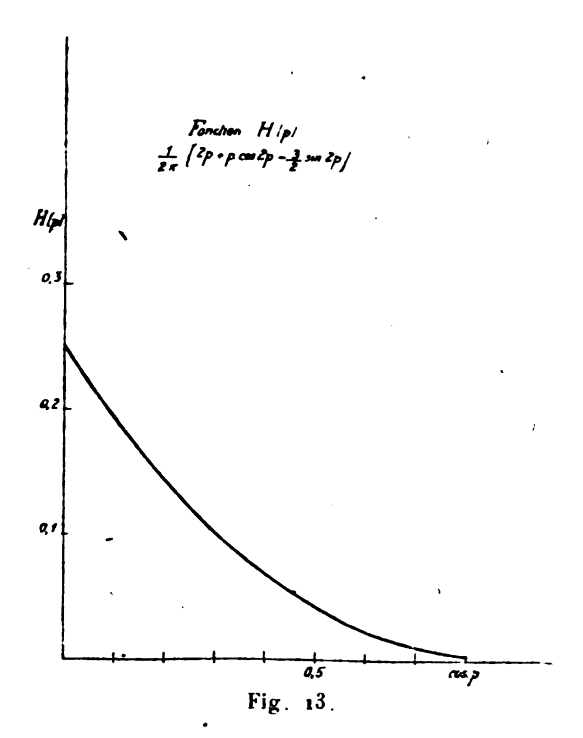

Fonction H(p)
$\frac{1}{2\pi}\left[2p + p\cos 2p - \frac{3}{2}\sin 2p\right]$
H(p)
0,3
0,2
0,1
0,5
cos p

Fig. 13.

Fig. 14

$$(21) \qquad \bar{i} = \frac{bU^2}{2\pi}\left[2p + p\cos 2p - \frac{3}{2}\sin 2p\right].$$

L'expression $H(p) = \dfrac{2p + p\cos 2p - \frac{3}{2}\sin 2p}{2\pi}$ peut être calculée séparément : la *fig.* 13 en donne les valeurs.

La formule (21) permet de tracer le réseau des caractéristiques dynamiques. Il règne toujours un peu d'arbitraire dans la manière dont on décompose la caractéristique statique en droite et parabole ; par exemple sur la fig. 14 les courbes marquées α sont calculées avec $u_e = -0,4$ et $b = 17$; les courbes β avec $u_e = -0,6$ et $b = 15$.

On voit que la coïncidence avec les courbes relevées est assez bonne pour des amplitudes de signaux de l'ordre de 1 ou 2 volts.

12. Dans le cas de la *plaque*, à laquelle s'applique tout ce qui précède, à la seule condition de changer i et u en j et w, on obtient une bonne approximation avec

$$j = 0,27\, v + 8w^2 . 10^{-6},$$

et l'on peut supposer la tension moyenne fixe et égale précisément au seuil w_e. Le courant passe alors exactement pendant la moitié de la période et l'on a :

$$\bar{j} = \frac{0,27}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} W\cos \Omega t\, d(\Omega t) = 4,32U^2 \quad \text{(microampères)}$$

On en tire $\dfrac{\partial \bar{j}}{\partial U} = 8,64 . U$ et, comme dans le cas des signaux faibles, la détection d'une petite variation ΔU est d'autant meilleure que cette variation s'ajoute à une amplitude initiale plus grande.

4e Cas. — *La caractéristique est composée de deux demi-droites.*

13. Cette hypothèse, d'aspect un peu naïf, n'est pas la moins mauvaise ; car le courant grille est sensiblement nul pour toutes les tensions négatives au-dessous de 1 volt, et il est presque proportionnel à la tension lorsque celle-ci est positive et supérieure à quelques dixièmes de volt (fig. 15).

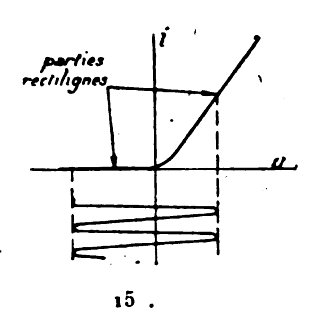
Si donc l'on pose $i = 0$ pour $u < u_e$ $i = m(u - u_e)$ pour $u > u_e$, on obtient pour la caractéristique dynamique ; en reprenant la notation du paragraphe précédent

$$\bar{i} = \frac{1}{2\pi}\int_{-p}^{+p} i . d(\Omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-p}^{+p} m(u_1 - u_e + U\cos \Omega t) . d(\Omega t)$$

(25) $$\bar{i} = \text{U}.\frac{m}{\pi}(\sin p - p\cos p).$$

L'expression $\text{K}(p) = \frac{\sin p - p\cos p}{\pi}$ est donnée par le graphique fig. 17.

La fig. 16 montre la caractéristique statique de grille et les carac-



15.

téristiques dynamiques ainsi calculées, avec $m = 37.10^{-6}$, $u_t = 0$.

On voit que pour des tensions appliquées de l'ordre de plusieurs

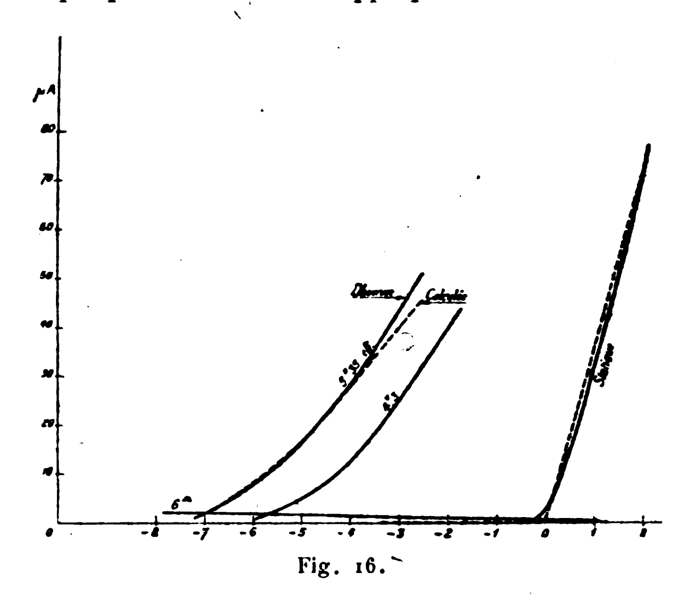


Fig. 16.

volts, l'approximation est bien meilleure que celle fournie par les autres hypothèses.

Pour la plaque, on pourrait prendre la pente de la partie rectiligne égale à 400.10^{-6}; en supposant comme ci-dessus le point moyen de fonctionnement du coude, c'est-à-dire $w_1 = w_t$, on aurait sensiblement :

(26) $$\bar{j} = 127.U,$$

d'où

(26 *bis*) $$\frac{\partial \bar{j}}{\partial U} = 127.$$

14. Dans cette hypothèse, les formules (8), (9) montrent que la détection d'une petite variation ΔU devient *indépendante de l'amplitude initiale* U_1. A partir de ce moment, il n'y a donc plus intérêt à augmenter celle-ci : le maximum de rendement est atteint.

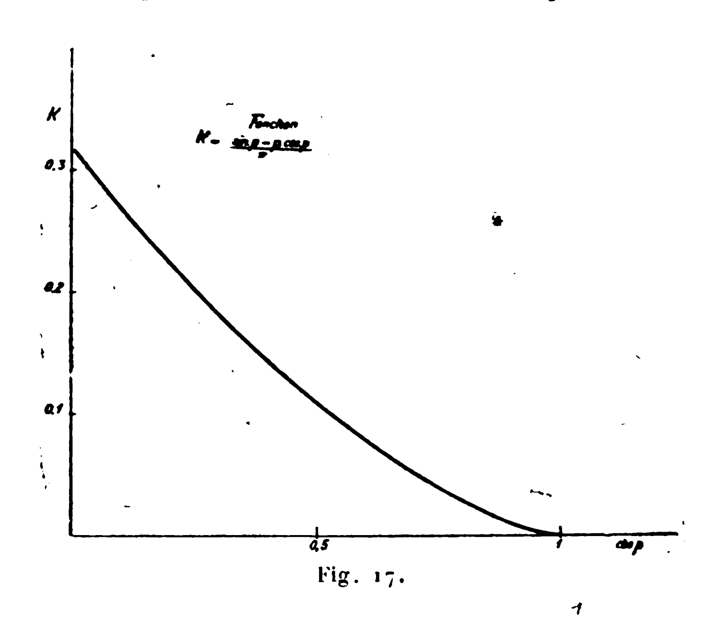


Fig. 17.

Ce résultat intéressant se retrouve aussi pour la détection par la grille, lorsque, le signal étant extrêmement fort, p devient très petit et sensiblement constant, alors $K'(p)$ a comme partie principale $\frac{p^3}{3}$ et $\cos p$ est sensiblement $\frac{-u_1}{U}$, donc $\frac{\partial p}{\partial u_1} = \frac{1}{p.U}$.

On a alors

(27) $$\bar{\imath} = \frac{p^3 m}{3\pi} U,$$

et les dérivées partielles

(27 *bis*) $$\frac{\partial \bar{\imath}}{\partial u_1} = \frac{p.m}{\pi}, \qquad \frac{\partial \Phi}{\partial U} = \frac{p^3 m}{3\pi}.$$

D'après (8), (9) la détection est donc *indépendante de l'amplitude initiale* U_1.

Résumé.

15. En somme, les approximations généralement faites, et qui consistent à représenter la caractéristique statique par un arc de parabole ou d'exponentielle, ne sont pas suffisantes. Elles ont, en effet, pour conséquence, que la détection d'une petite variation ΔU_1 est d'autant meilleure que cette petite variation vient s'ajouter à une tension initiale U_1 plus grande. On a donc toujours intérêt à augmenter U_1 jusqu'à ce que ces approximations ne s'appliquent plus, c'est-à-dire jusqu'à ce que la détection de la petite variation ΔU_1 devienne indépendante de l'amplitude initiale U_1 : ce qui a lieu lorsque le point de fonctionnement dépasse le coude de la caractéristique et parcourt deux segments sensiblement rectilignes.

C'est effectivement ce qu'on fait en pratique, spécialement lorsque pour opérer un changement de fréquence, on superpose au signal une tension locale d'amplitude arbitraire.

III. — Application aux circuits réels.

A. — Détection par la plaque seule

16. C'est le cas le plus simple, du moins en supposant la tension de grille donnée et la résistance du circuit de plaque faible.

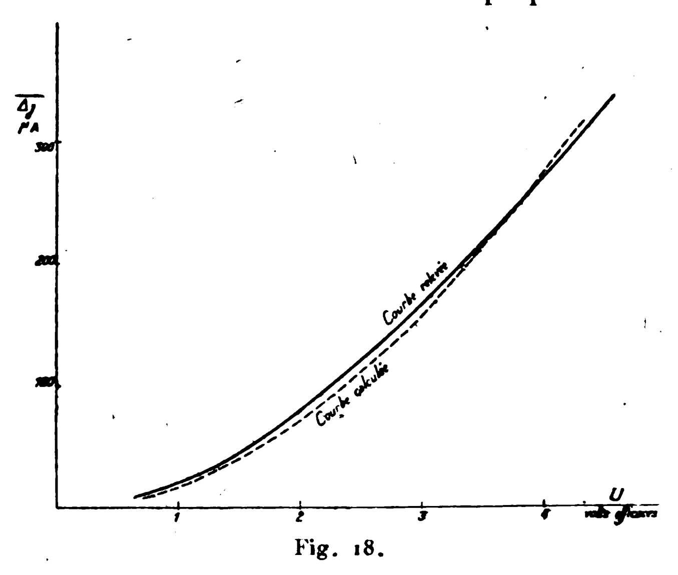


Fig. 18.

Pour les signaux de l'ordre de quelques volts, la portion de caractéristique utilisée est sensiblement parabolique ; nous avons vu que

le coude inférieur pouvait être représenté par l'équation (12), et que le déplacement de la caractéristique dynamique relative à U_{eff}, était :

$$\Delta j = 17{,}3 . U_{eff}^2 \, 10^{-6}.$$

Ce sera donc la variation du courant détecté, s'il n'y a pas de

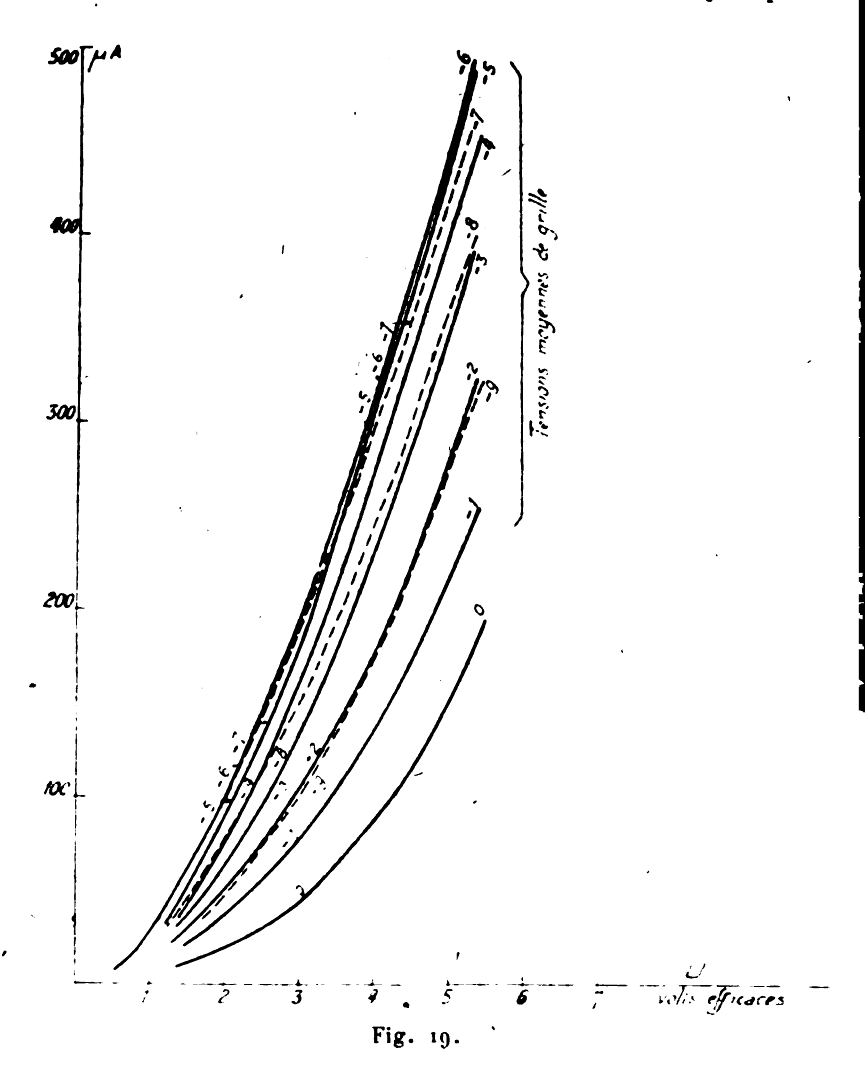


Fig. 19.

résistance extérieure dans le circuit de plaque. Elle est naturellement indépendante de la fréquence de modulation.

La fig. 18 montre la coïncidence satisfaisante entre la courbe ainsi calculée pour la tension grille — 8 volts, et la courbe relevée expérimentalement.

La fig. 19 montre une série de courbes analogues relevées et que nous utiliserons plus loin.

Si, dans le circuit de plaque, il se trouve une impédance Z appréciable pour le courant détecté, la détection se trouve diminuée, et généralement n'est plus indépendante de la fréquence de modulation. Les équations (6) et (7) sont applicables en remplaçant les grandeurs relatives au circuit-grille, par celles du circuit-plaque, et en appelant ρ la résistance du tube, on a évidemment :

$$\Delta i = \frac{17{,}3 . U_{eff}^2}{1 + \frac{Z}{\rho}} 10^{-6}, \quad (28)$$

$$(\Delta u) = Z\Delta i = \frac{17{,}3 . U_{eff}^2}{\frac{1}{Z} + \frac{1}{\rho}} 10^{-6}, \quad (29)$$

on peut discuter longuement ces formules, comme le font Colebrook (bibl. n° 15 *bis*) et Warner-Loughren (n° 37), mais ce n'est plus une question de détection, c'est la question générale d'adaptation du tube à son impédance d'utilisation. La détection intervient seulement par ce fait que la résistance interne ρ de la lampe est 3 ou 4 fois plus grande (60 000$^{\omega}$ environ) que si elle travaillait en amplificatrice.

Lorsque le signal augmente d'amplitude, on ne peut plus confondre la caractéristique avec une parabole. En passant tout de suite au 4e cas, on obtient comme valeur limite pour le rendement de la détection par la plaque :

$$\Delta j = \text{environ } 120 . 10^{-6} \Delta U, \quad (31)$$

ce qui est un peu supérieur au maximum de pente des courbes figure 19, mais semble raisonnable pour les très grandes amplitudes.

B. — Détection par la grille (Condensateur shunté)

17. Ce montage classique, excellent dans sa simplicité, est bien connu : il est reproduit dans la fig. 20.

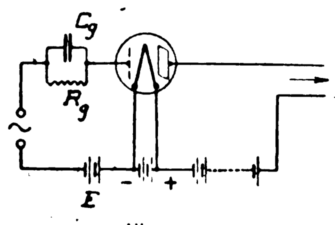


Fig. 20

On admet que l'impédance X du système, est nulle pour la haute

fréquence, le condensateur agissant comme un court-circuit. C'est pratiquement suffisamment exact, ce condensateur étant grand devant la capacité de la lampe qui se trouve en série, et sa capacitance offrant par rapport à la résistance R_g une dérivation beaucoup moins résistante.

On admet aussi parfois que l'impédance du système se réduit à la résistance R_g pour les fréquences audibles; et même pour toutes les fréquences de modulation ou de battement; c'est faux, comme nous le verrons. Nous ne ferons donc pas cette hypothèse.

Nous considérerons d'abord le cas le plus simple, celui d'une F.E.M. non modulée, appliquée pendant assez longtemps pour que le régime stationnaire soit atteint. Nous verrons ensuite les corrections à apporter dans le cas où l'onde étant modulée, la constante de temps de l'ensemble capacité-résistance peut jouer un rôle.

1° *Régime stationnaire.*

18. La variation de courant Δi étant alors stationnaire, l'impédance Z se réduit évidemment pour elle à la résistance R_g.

L'équation (5) est alors applicable; le point de fonctionnement vient se placer à l'intersection de la caractéristique dynamique avec la droite $u = E - R_g . i$. Cette droite étant bien déterminée et toujours la même, il nous suffit de voir les formes successives de la caractéristique dynamique

$$\Phi(v_1, U).$$

Pour les signaux *très faibles*, on a vu que la caractéristique pouvait être assimilée à une parabole, dont l'équation aux environs du point utilisé ($E = 4$ v., $R_g = 4$ mégohms) était :

(11) $$i = f(u) = (2{,}05 + 8.9u + 10{,}4u^2).10^{-6},$$

nous avons aussi vu que pour un signal très faible, la petite variation de tension moyenne était :

(7) $$\Delta u = \frac{\frac{U^2}{2} \cdot \frac{f''}{2}}{\frac{1}{R_g} + f'(u_0)}.$$

La position initiale est déterminée par :

$$i_0 = \frac{E - u_0}{R_g}.$$

	R_g	
Avec la formule (11) et R_g égal à.	4 mégohms	5 mégohms
on obtient.................... $u_0 =$	— 0,136 v.	— 0,178 v.

Pour la tension de plaque normale de 80 volts, on est donc dans a *portion rectiligne* de la caractéristique de plaque : *il n'y a pas de détection par la plaque*. On observe donc dans le circuit de plaque, la baisse de courant due à l'abaissement Δu de la tension de grille et, en particulier, si le circuit plaque ne contient pas de résistance, cette baisse de courant a pour valeur $\Delta j = \frac{k}{\rho} \Delta u$, k/ρ étant la pente de la partie rectiligne de la caractéristique de plaque :

Donc, la variation du courant de plaque, résultant de la détection d'une onde stationnaire d'amplitude U, appliquée sur la grille, est donnée par la formule :

$$\Delta j = \frac{k}{\rho} \times \frac{U^2}{2} \times \frac{f''(v_0)}{2\left[\frac{1}{R_g} + f'(v_0)\right]}. \qquad (32)$$

Cette formule classique est donnée à peu près par tous les auteurs sous des variantes diverses (1).

Nous tenons à faire remarquer son domaine limité d'application : nous avons supposé :

1° *Le régime stationnaire.*

2° *Les signaux très faibles*, (quelques dixièmes de volt).

Vérification expérimentale.

19. Elle a été faite par divers auteurs. Nous l'avons reprise brièvement à titre d'exemple :

Avec l'équation (11), les tensions calculées au numéro précédent, on a suivant les valeurs de la résistance :

---

(1) Les Américains l'écrivent

$$\Delta I_p = \frac{E^2}{2} \times \frac{\frac{d^2 i_g}{du_g^2}}{\frac{1}{r} + \frac{di_g}{du_g}} \times \frac{dI_p}{du_g}$$

(E étant le signal appliqué, tension efficace) et négligent souvent $1/r$ devant $\frac{di_g}{du_g}$

Les Allemands l'écrivent $\delta i_p = \frac{\delta i_g}{1/R_g + (\delta i_g/\delta e_g)_m}$

en remplaçant $\left(\frac{E^2}{2}\ \frac{d^2 i_g}{du_g^2}\right)$ qui est l'accroissement du courant grille, par une expression δi_g qui peut être plus complexe, mais se réduit à la nôtre quand on suppose la caractéristique parabolique.

	$R_g =$ 4 mégohms	$R_g =$ 5 mégohms
E, tension de polarisat.......	4 volts	3,8 volts
u_0 tension grille au repos.....	— 0,136	— 0,178 v.
Δu variation de tension	$1{,}67 \frac{U^2}{2}$	
Δj var. de courant plaque (avec $k/\rho = 400\,\mu A$ par volt.	$670 \frac{U^2}{2}$	$760 \frac{U^2}{2}\,\mu A$
soit pour U = 0,1 v. eff.	6,7	7,6 μA
soit pour U = 0,2 —	26,8	30,3 μA

La mesure directe avec une résistance R_g d'environ 5 mégohms. a donné :

pour 0,1 v. eff 7μA
pour 0,2 id. 30μA

La concordance est donc satisfaisante.

20. Comme nous l'avons fait remarquer au § 15, on ne peut se borner au cas des signaux aussi faibles. Il faut donc faire une approximation différente sur la caractéristique grille ; il faudra aussi tenir compte que la caractéristique de plaque cesse d'être rectiligne.

Examinons rapidement la solution de *Colebrook* : caractéristique exponentielle (§ 10). On a, au repos :

$$\begin{cases} i_0 = \alpha\, e^{\beta u_0} \\ E - R_g . i_0 = u_0 \end{cases}$$

ce qui donne :

$$\beta.(E - u_0).e^{\beta(E - u_0)} = \alpha\beta R_g . e^{\beta E} \quad (33)$$

$$\beta(E - u_0) = x. \quad (34)$$

Le premier terme est de la forme $(x.e^x)$ et peut être calculé séparément ; *Colebrook* en a donné une table et un graphique, malheureusement bornés aux valeurs faibles de $(E - u_0)$ et inapplicables lorsque, suivant l'usage, E est de l'ordre de 4 volts. Cependant on peut supposer que, par cette formule, la position d'équilibre est bien connue.

S'il arrive maintenant un signal U, on a (voir § 10) :

$$\bar{i} = \alpha\, e^{\beta u_1}.G(\beta U)$$

on peut encore écrire :

$$\beta(E - u_1)e^{\beta(E - u_1)} = \alpha\beta R_g e^{BE}.G(\beta U) \quad (35)$$

de la même forme que (33) et qui donne u_1 dès que l'on possède les tables des fonctions $x.e^x$ et G.

Cette solution est donc algébriquement très élégante. Pratique-

ment, la nécessité de calculer e^x avec x de l'ordre de 20, et surtout le fait que l'approximation devient insuffisante dès que le signal dépasse l'amplitude de 0,6 volts environ, lui enlèvent beaucoup d'intérêt.

21. Du moment où l'on doit employer une table ou un graphique, le plus simple nous semble être l'emploi des *caractéristiques*

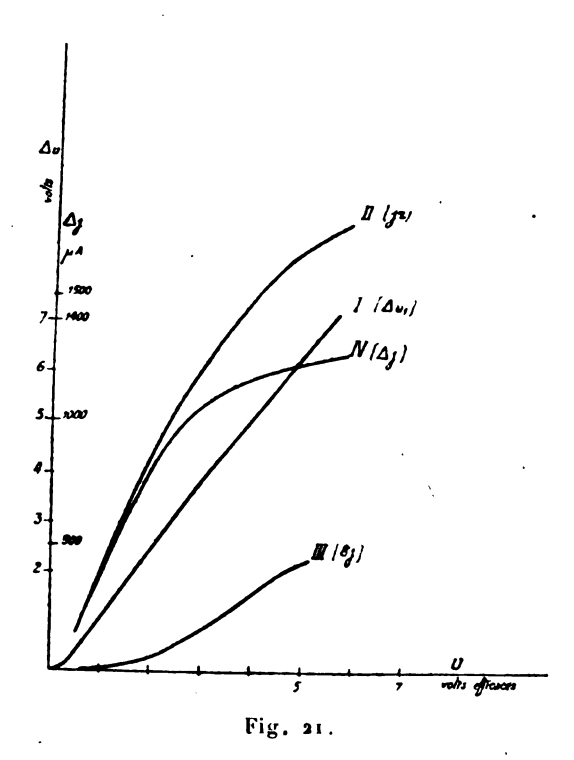


Fig. 21.

dynamiques, intermédiaires tout indiqués. En relevant les abscisses des points d'intersection de ces courbes, avec la droite

$$u = E - Rg . i,$$

on peut obtenir les variations de tension-grille pour des signaux d'amplitude croissante.

Par exemple, en utilisant les courbes des figures 11, 14, 16, chacune dans sa limite d'approximation, et la formule (7) pour les très petits signaux, on peut tracer la courbe I, fig. 21, qui représente la variation de tension-grille Δu_1 en fonction de l'amplitude du signal appliqué U.

On y voit que la variation n'est proportionnelle au carré du signal que pour de très petites amplitudes, et que sur presque

toute son étendue (entre o,4 et 5 volts), la courbe diffère très peu de **la droite :**

(36) $$\Delta u_1 = \frac{6,6}{5}\left(\frac{U}{\sqrt{2}} - 0,2\right) = 0,933(U - 0,283).$$

22. La variation de tension grille est donc connue. **Mais** ce **qui nous intéresse, c'est la variation correspondante de courant** plaque. Pour la déterminer, il faut maintenant tenir compte de la

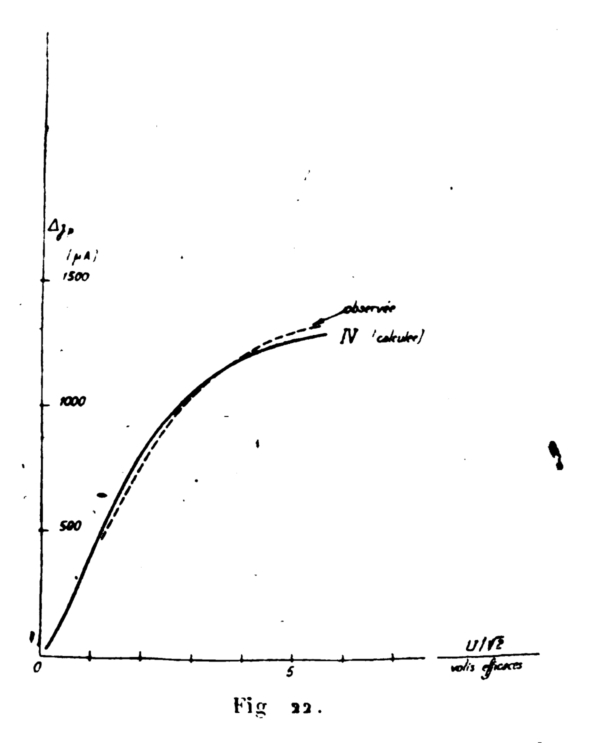


Fig 22.

courbure de la caractéristique-plaque. Cette courbure a deux effets :

— le courant j_r déduit de la tension moyenne u_1, ne varie pas proportionnellement à Δu_1 ;

— d'autre part, comme la tension grille n'est égale à u_1 qu'en moyenne, et qu'en réalité elle exécute des variations d'amplitude U sin Ωt fort importantes de part et d'autre, il y a une détection par la plaque en sens contraire de la détection par la grille, d'où une augmentation δj.

Cet effet se marque naturellement d'une manière très différente suivant les conditions de fonctionnement du tube.

Si la tension-plaque est très élevée (120 v. par exemple), la courbure reste inappréciable même pour une tension grille de

plusieurs volts négatifs. De même, si le circuit de plaque présente une impédance élevée pour la haute fréquence, les variations à cette fréquence sont empêchées et la détection par la plaque supprimée.

23. Il est aisé de calculer ces deux effets sur un exemple. La tension u_1 étant déduite du § 21, on obtient le courant j_r au moyen des caractéristiques statiques fig. 9 et 10; la détection par la plaque δj est ensuite tirée du réseau des caractéristiques dynamiques, fig. 19. Les résultats sont indiqués fig. 21 par les courbes (I) et (III). La variation totale de courant détecté est donnée par la courbe (IV).

A titre de vérification, la fig. 22 montre en (IV) la courbe

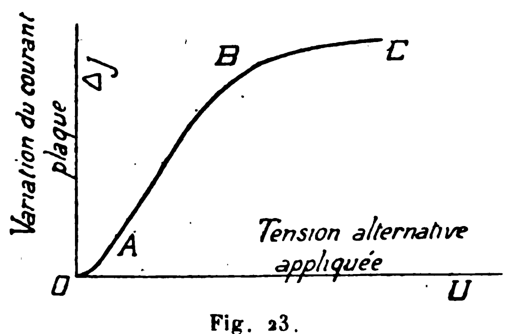


Fig. 23.

analogue calculée en supposant $R_g = 6$ mégohms, et, en pointillé, la courbe expérimentalement relevée.

La coïncidence est d'autant plus honorable que les résistances (R_g) utilisées ont une valeur assez mal définie, le quotient de tension par l'intensité n'étant pas constant.

Des courbes semblables avaient été relevées par Dubois (bibl. n° 18), quant à la partie ABC et complétées par Bertrand, Cayrel et Masselin (bibl. n° 9), quant à la partie OA (fig. 23).

Résumé.

24. La forme de la courbe de détection en régime stationnaire (fig. 23) était bien connue. Mais nous avons montré comment on pouvait déterminer à l'avance les limites des portions parabolique et rectiligne, déterminer la pente de cette dernière, en un mot tracer cette courbe avec une exactitude suffisante.

En particulier on voit que dans les conditions normales d'emploi, la détection est linéaire dans la région comprise entre les signaux de 0,2 à 2 volts, ce qui correspond à des variations du courant de

plaque comprises entre 0,05 et 0,5 milliampère environ, la pente est de 0,4 à 0,45 milliampère par volt efficace.

Cette région donne le rendement maximum, et il ne s'y produit, comme on peut le vérifier aisément, aucune distorsion. C'est celle qu'on doit s'efforcer d'utiliser : il était donc important de la situer exactement.

2° Détection d'une onde modulée.

25. Si le signal est modulé à une fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$, nous admettrons pour les raisons indiquées plus haut, qu'on peut l'écrire :

$$u = U_1 + \Delta U . \sin \omega t.$$

ΔU étant *petit* devant U_1.

Les formules (8), (9), (10) sont alors applicables, en appelant Z l'impédance du circuit pour la fréquence de modulation considérée.

La variation de tension grille se trouve donc diminuée.

Ici, l'on a pour Z, en parallèle, la résistance R_g et la capacité C, donc :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_g} + j.C\omega, \tag{37}$$

d'où la variation de tension donnée par (9 *bis*) :

$$-\Delta u_1 = \frac{\frac{\partial \Phi}{\partial U} . \Delta U}{\left(\frac{1}{R_g} + \frac{\partial \Phi}{\partial u_1}\right) + jC\omega}. \tag{38}$$

La réduction due à la présence de la capacité, est donc mesurée par le rapport :

$$\frac{\frac{1}{R_g} + \frac{\partial \Phi}{\partial u_1}}{\left(\frac{1}{R_g} + \frac{\partial \Phi}{\partial u_1}\right) + j.C\omega},$$

dont la grandeur est :

$$r = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}}, \tag{39}$$

en posant :

$$x = \frac{C\omega}{\frac{1}{R_g} + \frac{\partial \Phi}{\partial u_1}}.$$

La fig. 24 donne la courbe des valeurs de r en fonction de celles de x.

Tout se passe donc comme si le circuit comprenait la résistance

moyenne de la lampe au point de fonctionnement considéré,

$$\rho_1 = \frac{1}{\frac{\partial \Phi}{\partial u_1}},$$

en parallèle avec la résistance de fuite R_g. Le condensateur se décharge à travers la lampe. Il est facile de voir que la résistance

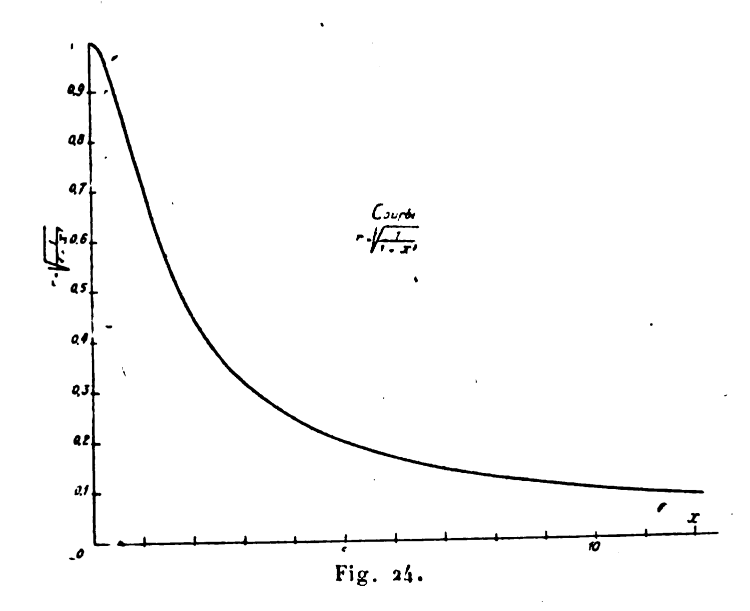


Fig. 24.

moyenne de la lampe est en général notablement plus petite que R_g ; c'est donc elle qui joue le rôle principal (1).

Pour évaluer exactement l'effet du condensateur shunté, il est donc nécessaire de connaître $\frac{\partial \Phi}{\partial u_1}$. Ce qui ne laisse pas que d'être embarrassant, car les diverses approximations faites donnent pour cette dérivée partielle des valeurs assez différentes.

Dans la mesure où la caractéristique est parabolique, cette dérivée partielle est égale à $f'(u_1)$, donc elle va en diminuant à mesure que le signal augmente et que u_1 s'abaisse. Par exemple,

pour	$U = 0$,	$u_0 = -0{,}136^V$	et	$f'(u_0) = 6\ 10^{-6}$,
pour	$U = 0{,}1$ eff.,	$u_1 = -0{,}153$		$f'(u_1) = 5{,}7.10^{-6}$,
pour	$U = 0{,}2$	$= -0{,}203$		$= 4{,}67.10^{-6}$.

(1) Certains auteurs l'ont négligée à tort, et ont raisonné comme si la décharge du condensateur se faisait uniquement par la résistance R_g. Roberts (31 *bis*) au contraire, lui a attribué une importance excessive, en posant $\rho_1 = 65.000$ ohms.

Au contraire, si nous supposons la caractéristique exponentielle la dérivée partielle $\frac{\partial u_1}{\partial \Phi}$, déduite de l'équation (14), a pour valeur :

(40) $$\frac{\partial \Phi}{\partial u_1} = \alpha\beta e^{\beta u_1} \times G(\beta U)$$

quand le signal augmente, $e^{\beta u_1}$ diminue, mais G(U) croit.

Pour les mêmes tensions u_1 que dans le cas précédent, le calcul donne :

pour U = 0,1 volt avec $u_1 = -0,153$ on a $\frac{\partial \Phi}{\partial u_1} = 6.10^{6}$

pour U = 0,2 volt avec $u_1 = -0,203$ on a $\frac{\partial \Phi}{\partial u_1} = 6,35.10^{-6}$.

Dans cette hypothèse $\frac{\partial \Phi}{\partial u_1}$ va donc en augmentant avec le signal.

Enfin, si nous supposons le signal extrêmement fort, nous pouvons utiliser les relations limites (27) et (36) ; cette dernière nous montre que le rapport $\frac{-u_1}{U}$ tend vers la limite 0,033, donc p vers 0,355 et $\frac{\partial \Phi}{\partial u_1}$ vers $4,2.10^{-6}$.

En somme, il semble donc que la dérivée partielle $\frac{\partial \Phi}{\partial u_1}$ parte de la valeur 6.10^{-6} en diminuant, puis peut être augmente un peu et rediminue vers $4,2.10^{-6}$. Bien que ce ne soit pas très précis, nous ne commettons pas une grande erreur en prenant la valeur moyenne 5.10^{-6}, *ce qui revient à admettre que la résistance moyenne de l'espace filament grille d'une lampe détectrice montée avec condensateur shunté normal, est de l'ordre de* 200.000 ohms (1).

26. On peut alors voir l'effet de la capacité pour différentes fréquences de modulation, au moyen du tableau suivant :

modulation		C = 0,075 mμf		C = 0,15 mμf		C = 0,3 mμf	
fréquence	pulsation	coeff.	rapport	coeff.	rapport	coeff.	rapport
f	ω	X	r	X	r	X	r
1.000	6.880	0,09	1	0,18	0,985	0,36	0,91
2.500	15.700	0,22	0,28	0,45	0,91	0,9	0,745
5.000	31.400	0,45	0.91	0 9	0,745	1,8	0,485
10.000	62.800	0,9	0.745	1,8	0,485	3,6	0,27
50.000	314.000	4,5	0,215	9	0,11	18	0,035

(1) Kuhlmann (Bibl. n° 27, page 72) calcule le même terme, qu'il appelle : $\beta . J_p (1 + f \Sigma_p)$ et lui trouve une valeur de $1,57.10^{-6}$ pour les signaux faibles, de $8,75.10^{-6}$ pour les signaux forts. La différence est donc sensible. Mais les lampes qu'il emploie semblent assez différentes des nôtres : leurs caractéristiques

Par où l'on voit que les valeurs généralement adoptées pour le condensateur shunté : $R_g = 4$ mégohms, $C = 0{,}1$ *mμf* n'introduisent dans la détection des fréquences audibles, qu'une *distorsion bien faible* et probablement imperceptible ($r = 0{,}82$ pour la fréquence 5.000).

Ce résultat est important, et comme il est controversé, nous avons tenu à le vérifier expérimentalement. Un montage spécial, décrit plus loin, nous a permis de relever les courbes de la figure 25.

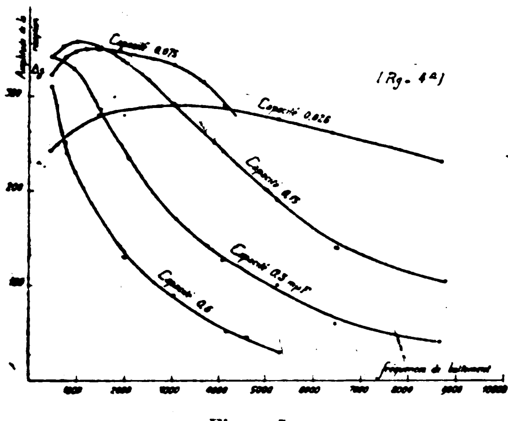


Fig. 25

Elles ne sont pas bien d'accord avec les chiffres du tableau, sans doute parce que la méhode introduisait une erreur surtout sur les fréquences graves; et d'autre part aussi, parce que la valeur adoptée pour $\frac{\partial \Phi}{\partial u_1}$ est certainement très approximative.

Mais cependant elles ont la même allure de décroissance, et conduisent *à la même conclusion* : la distorsion ne devient appréciable qu'au delà des fréquences audibles.

Il faut bien remarquer que cette conclusion est valable pour les valeurs $R_g = 4$ mégohms, $C = 0{,}1$ mμ*f*, et $E = 4$ volts.

Elle ne l'est plus si R augmente, ou bien si C augmente, ou encore si E diminue.

L'augmentation de C agit directement sur x et le tableau montre qu'une capacité de 0,2 ou 0,3 est excessive.

L'augmentation de $R\pi$ est encore plus funeste; car non seulement

statiques de grille donnent pour $u = 0$ un courant de 1,6μA (page 70) ou de 0,1μA (page 101 et sous réserve d'erreur typographique) au lieu que nous avons ici 2 à 2,5μA.

elle agit directement sur x, mais aussi elle abaisse le potentiel

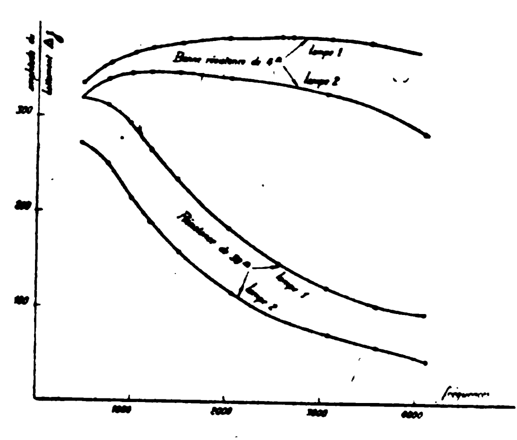


Fig. 26.

moyen de grille et diminue $\frac{\partial \Phi}{\partial u_1}$ dans des proportions notables. Il

Fig. 27.

faut y prendre garde, parce que bon nombre de résistances dites

« de 4 mégohms » en font beaucoup plus. A titre d'exemple, les courbes de la figure 26 ont été relevées avec deux lampes différentes et deux résistances « *de 4 mégohms* » dont l'une faisait, en effet, 4 mégohms environ, mais l'autre pas moins de 30 (trente) mégohms. La distorsion des fréquences téléphoniques était alors trop grande pour qu'un bon récepteur radiophonique pût s'en accommoder.

Enfin, la diminution de E (tension initiale appliquée au condensateur shunté) abaisse le point initial (u_0), et par suite diminue $\frac{\partial \Phi}{\partial u_1}$.

On peut se demander si la force du signal agit, et si les signaux forts sont moins déformés que les faibles, comme le prétend Kuhlmann. D'après ce qui précède, cette variation serait peu marquée, puisque $\frac{\partial \Phi}{\partial u_1}$ ne varie guère avec la force du signal.

27. Nous avons fait l'expérience et relevé les courbes de la fig. 27, montrant que le même signal est moins déformé quand il s'ajoute à une oscillation locale plus forte (hétérodyne), ainsi que semblait l'hypothèse de la caractéristique exponentielle; mais *la différence n'a pas d'importance pratique.*

Remarque.

27. Le tableau et les courbes sont d'accord pour montrer que la détection par « condensateur shunté normal » fournit un rendement déplorable pour les fréquences super-audibles, de l'ordre de 50 000, par exemple.

Or, de telles fréquences de battements sont couramment recueillies dans le circuit de plaque de la première détectrice d'un super-hétérodyne : elles constituent la « moyenne fréquence ».

On est alors amené à se demander comment cela est possible, et comment on peut concilier les considérations ci-dessus avec le fait que les super-hétérodynes marchent effectivement bien

Nous répondrons un peu plus loin à cette question (§ 29).

Application. — Choix de la grandeur des divers éléments.

28. Ce choix est assez délicat.

Si l'on ne considère que le *régime stationnaire*, on a intérêt, au point de vue sensibilité, à augmenter indéfiniment la résistance R_g,

puisqu'on diminue en même temps la tension moyenne de grille, donc la dérivée partielle $\frac{\partial \Phi}{\partial u_1}$.

On a également intérêt à augmenter Cg, jusqu'à ce que son impédance soit, pour la haute fréquence, entièrement négligeable par rapport à celle de la lampe, de telle manière que toute la tension utile soit appliquée sans perte sur celle-ci. Pour quelle valeur obtient-on ce résultat ? L'impédance de la lampe comprend, en parallèle, sa capacité qui est de l'ordre de 10 cm = 10^{-11} farad, et sa résistance filament-grille, que nous avons évaluée ci-dessus de l'ordre de 200 000 ohms. Pour des ondes courtes et moyennes, de fréquence supérieure à 150 000 (cas général de la radio-diffusion), on a $\Omega = 10^6$, la capacité offre donc un passage plus facile que la résistance, il suffit donc que Cg soit grand devant la capacité de la lampe; en prenant Cg = 100 cm soit un dix-millième de microfarad, les 9/10 de la tension utile, sensiblement, seront appliqués à la grille : on ne gagnera pas grand chose en allant plus loin.

Au contraire pour des ondes très longues (par exemple, la « moyenne fréquence » d'un superhétérodyne) la capacitance de la lampe offre un chemin moins facile que la résistance; il faut donc que (C$g\Omega$) soit négligeable par rapport à celle-ci, ce qui conduit, pour avoir le maximum de sensibilité, à augmenter la valeur ci-dessus. Nous croyons toutefois que Colebrook exagère, en prenant des capacités de 2 millièmes de microfarad, c'est-à-dire 20 fois plus grandes (Bibl. 15 *bis*, page 951).

Si maintenant, on considère non plus le régime stationnaire, mais la réception des *ondes modulées*, on a intérêt, pour éviter la distorsion, à réduire Rg et Cg (Voir le tableau § 26).

Il faut donc trouver un compromis entre les exigences contradictoires de la sensibilité et de la fidélité. Tous les facteurs intervenant et réagissant les uns sur les autres (Rg, Cg, E...), la question est complexe. Si, comme le font certains auteurs, on fait intervenir l'amortissement du circuit oscillant, la réaction, la tension de plaque et l'impédance du circuit plaque,... la discussion devient impraticable.

Nous pensons que les remarques suivantes suffisent à résoudre pratiquement la question :

a) A partir des valeurs normales (E = + 4 *v*., Rg = 4 mégohms, Cg = 0,1 millième), une augmentation de Rg ou de Cg, et une variation de E dans l'un ou l'autre, n'augmentent presque pas la sensibilié.

b) Au contraire, l'augmentation de Cg, de Rg, ou la diminution de E, produisent tout de suite une distorsion appréciable de la modulation téléphonique.

c) L'amortissement provoqué par le débit de la grille n'augmente la résistance naturelle du circuit oscillant, que dans une faible proportion, et elle peut être compensée par la réaction.

Dès lors, les valeurs *normales* sont bien à peu près les meilleures possibles, du moins pour la réception des ondes courtes et moyennes, modulées téléphoniquement. Pour des ondes très longues on aurait avantage à augmenter un peu la capacité Cg et à diminuer Rg.

Bien entendu, la détection de la basse fréquence pour actionner un relais est une chose absolument différente, et pour laquelle il peut être avantageux d'augmenter Cg jusqu'à quelques dizaines de millièmes.

C. — La détection dans le super-hétérodyne.

29. Cette question mérite-t-elle un paragraphe spécial ?

L'opinion générale est que non, et que la détection dans le super-hétérodyne se fait tout naturellement par le condensateur shunté, comme dans un récepteur ordinaire.

Nous pensons, au contraire, que la détection n'est pas, dans le superhétérodyne, aussi simple qu'elle le paraît, et mérite une étude approfondie.

En effet, l'explication courante se heurte aux difficultés suivantes, que nous avons rencontrées en mesurant avec précision la fréquence de battement après détection, au moyen d'un dispositif spécial décrit plus loin :

1° Comme nous l'avons vu, le condensateur shunté normal perd 80 à 90 0/0 de son efficacité, lorsque la fréquence de battement atteint, comme c'est le cas, ici, 50 000 à 100 000 p : s.

C'est ce que nous avons vérifié en traçant la courbe I, fig. 28, qui représente le rendement de la détection normale, par condensateur shunté, en fonction de la fréquence de battement.

2° Lorsque l'on détecte des battements *audibles* (réception hétérodyne ordinaire), il est avantageux de régler la force de l'oscillation locale de manière à travailler dans la portion rectiligne AB (fig. 23) de la courbe de détection; la baisse correspondante du

courant de plaque de la lampe détectrice est de 1 ou quelques dixièmes de milliampère.

L'expérience montre aisément que l'on perd en exagérant l'amplitude de l'oscillation locale au point de faire tomber le courant plaque de plus de 1 milliampère, par exemple : on entre, en effet, dans la portion moins avantageuse BC de la courbe de détection.

Cela est absolument classique.

Au contraire, lorsque le montage restant le même, on veut recueillir des battements *inaudibles* (réception superhétérodyne), on observe précisément le contraire. Si l'oscillation locale est réglée

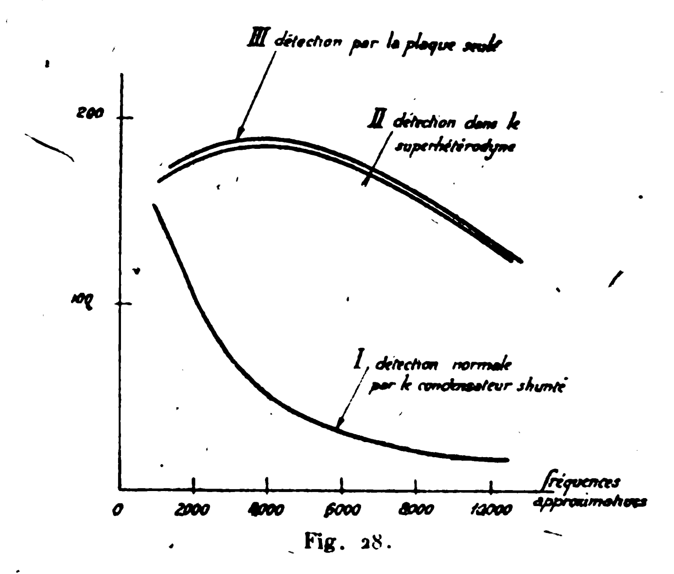


Fig. 28.

pour travailler dans la portion rectiligne AB, la plus avantageuse de la courbe de détection, on n'entend rien; il faut, pour obtenir un bon rendement, augmenter énormément l'amplitude de l'oscillation locale, jusqu'à travailler dans la portion BC.

Ce fait est bien connu [1]; nous l'avons nettement observé avec notre dispositif de mesure.

3° Si, dans le fonctionnement en super-hétérodyne, on fait varier la grandeur du condensateur Cg, on s'aperçoit que son augmentation favorise la détection, ce qui est contraire à la formule (39) et même au simple bon sens.

(1) Ce fait nous avait été signalé depuis longtemps, notamment par M. Colmant. M. de Mare y a fait allusion (Bibl. 29 *bis*, page 151) mais nous ne trouvons pas satisfaisante l'explication qu'il propose.

Avec notre dispositif, nous avons mesuré une augmentation du courant détecté, allant du simple au double et au triple, lorsque la capacité C*g* passait de 0,1 à 1 millième.

En effectuant simultanément l'augmentation de l'amplitude des oscillations locales, indiquée au paragraphe précédent, et cette augmentation de capacité, nous avons relevé la courbe II à la place de la courbe I.

4° Pour tirer au clair le rôle suspect du condensateur shunté, nous l'avons alors supprimé et remplacé par une simple pile de polarisation.

La courbe II a été remplacée par la courbe III, qui lui est presque superposable.

Ainsi, la détection dans le superhétérodyne présente les particularités suivantes :

Elle est améliorée par les conditions (augmentation des oscillations locales, augmentation du condensateur C*g*) qui affaiblissent la détection par la grille et améliorent la détection par la plaque;

Elle ne change pas quand on remplace le condensateur shunté par une pile.

La conclusion se dégage évidemment : *la détection dans le superhétérodyne n'est pas, comme on le croit généralement, et malgré la présence d'un condensateur shunté, une détection par la grille : C'est une détection par la plaque.*

Le rôle du condensateur shunté est donc d'abaisser la tension moyenne de grille jusqu'au coude inférieur de la caractéristique *de plaque*, tout en se laissant traverser aussi bien par la fréquence de battement que par la haute fréquence. C'est exactement le rôle qu'il joue dans les émetteurs pour améliorer le rendement en abaissant la tension de grille. Par suite, ses éléments doivent être déterminés d'une façon toute différente; la capacité doit être d'un millième au moins, et la résistance ajustée, si besoin en est, d'après la caractéristique de plaque.

Remarquons d'ailleurs que cette manière d'opérer n'est pas si désavantageuse qu'on pourrait le croire au premier abord. Car, si la détection par la plaque est beaucoup moins sensible que la détection par la grille, pour des signaux *faibles*, elle devient du même ordre lorsque l'on utilise la partie rectiligne de sa courbe, c'est-à-dire qu'on superpose au signal une F. E. M. locale suffisante (de plusieurs volts; tel est le cas dans le superhétérodyne). La varia-

tion de courant détecté est, en effet, d'après (31) de 120 microampères par volt, tandis que dans la détection par la grille elle atteint au maximum 400 à 450; la différence entre les deux est certes réelle, mais peu gênante dans un amplificateur qui amplifie des milliers de fois. Il est naturel que la détection par la plaque, *indépendante de la fréquence de battement*, l'emporte sur la détection par la grille, lorsque la fréquence de battement est assez élevée pour faire perdre à celle-ci 80 à 90 0/0 de son rendement stationnaire.

30. *Remarques.*

1° Le fait que la détection dans le superhétérodyne, a lieu par la plaque, montre pourquoi l'on doit se garder d'intercaler dans le

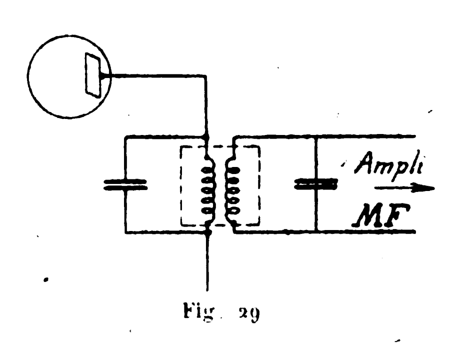


Fig. 29

circuit de plaque une impédance élevée gênant le passage de la haute fréquence.

En particulier, quand ce circuit contient le primaire d'un transformateur « moyenne fréquence », on doit le shunter par une capacité; non pour améliorer son rendement (au contraire), mais pour améliorer la détection (fig. 29).

2° Cette explication de la détection dans le superhétérodyne, est tellement évidente, que l'on peut être surpris de la voir proposée pour la première fois.

Or, c'est un fait que personne ne semble y avoir prêté attention jusqu'ici.

Colebrook, il est vrai (Bibl. 15 *bis*, p. 40), signale « l'intérêt de la détection par la plaque dans le superhétérodyne ». Mais il suffit d'examiner le contexte pour voir qu'il entend la chose très différemment de la théorie ci-dessus. Il parle, en effet, non pas de la première détection comme nous, mais de la seconde, transformant la moyenne fréquence en fréquences audibles; et pour éviter la distorsion de la modulation téléphonique, il conseille d'effectuer cette

deuxième détection sans condensateur shunté, par la courbure de plaque.

Il ne s'est donc pas aperçu que la première détection était, non pas facultativement et de préférence, mais obligatoirement, une détection par la plaque.

D'après Barthélémy (Bibl. n° 8, p. 162), l'amplitude du battement serait fonction du rapport f_1/f_2 des fréquences composantes. Mais nous n'en voyons pas la raison, et nous croyons que c'est leur différence et non leur rapport qui peut intervenir.

Enfin Roberts (Bibl. n° 31 *bis*) pense que la détection par condensateur shunté garde un rendement acceptable aux fréquences de l'ordre de 60 000; il admet pour cela que la résistance filament-grille est de l'ordre de 65 000ω. Les considérations ci-dessus montrent que cette explication n'est pas satisfaisante.

IV Description du dispositif employé pour les mesures.

1° *Mesures de détection en régime stationnaire.*

31. Cette première partie ne présentait aucune difficulté.

La variation Δj du courant de plaque, pouvait, en effet, être mesurée avec un microampèremètre.

L'amplitude du signal appliqué U était mesurée avec un couple

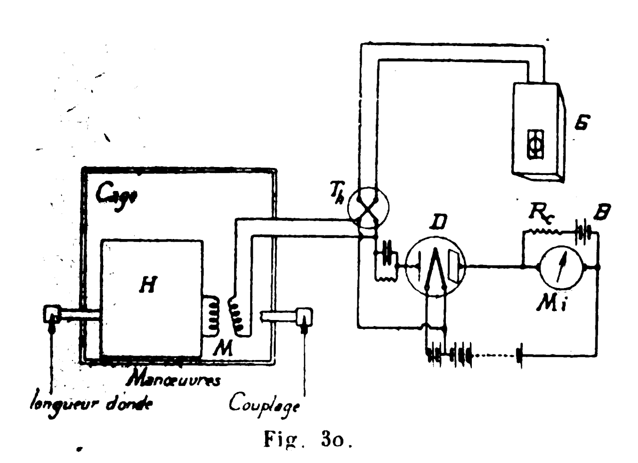


Fig. 30.

thermo-électrique, du moins pour les basses fréquences et les radiofréquences jusque vers 3 millions.

Le montage est représenté par la fig. 30.

Le « signal » vient d'un générateur H placé en cage de Faraday.

Un couplage variable M permet d'induire un courant convenable dans le couple *Th*; ce courant est mesuré par le galvanomètre G.

La tension aux bornes du couple est généralement de l'ordre des tensions U à mesurer; on l'amène donc telle quelle aux bornes du détecteur D.

Le courant plaque (compensé par une batterie B et une résistance très grande Rc) est mesuré par un microampèremètre *Mi*.

L'étalonnage du couple fournit immédiatement la valeur de la tension appliquée.

On constate (et ce résultat n'est pas nouveau, voir (18) et (9)) que la détection est parfaitement indépendante de la fréquence appliquée jusque vers 3 millions.

Les courbes relevées dans le cours du présent travail ne portent donc aucune indication de fréquence.

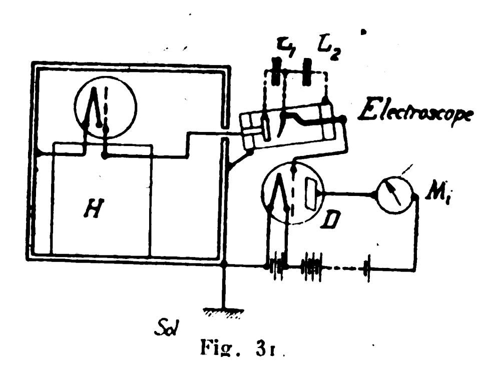


Fig. 31.

Au delà de 3 millions, on constate des irrégularités, et la détection semble baisser. Mais l'étalonnage du couple est alors sujet à caution (Voir Moullin, Bibl. 31, p. 46). La question se pose alors de savoir comment on peut mesurer des tensions de l'ordre du volt à des fréquences de 10 à 100 millions. Après plusieurs tentatives infructueuses, nous avons obtenu des résultats assez bons en nous servant de l'électroscope de Wilson, dont la capacité est très faible et la sensibilité excellente (la stabilité étant la seule qualité qui lui manque).

Le montage qui nous a donné les meilleurs résultats, consistait à employer les deux capacités de l'électroscope pour diviser la tension toujours dans le même rapport. A cet effet, la cage de l'électroscope était réunie à la cage de Faraday contenant le générateur, aux accumulateurs de ce générateur et de la lampe détectrice, et le tout à la terre (fig. 31).

La plaque de l'électroscope recevait la tension haute fréquence par un fil, relié au générateur et sortant de la cage.

Enfin, la feuille d'or était reliée à la grille de la lampe détectrice en étude.

Aucune résistance de fuite R*g* n'était prévue : les défauts d'isole-

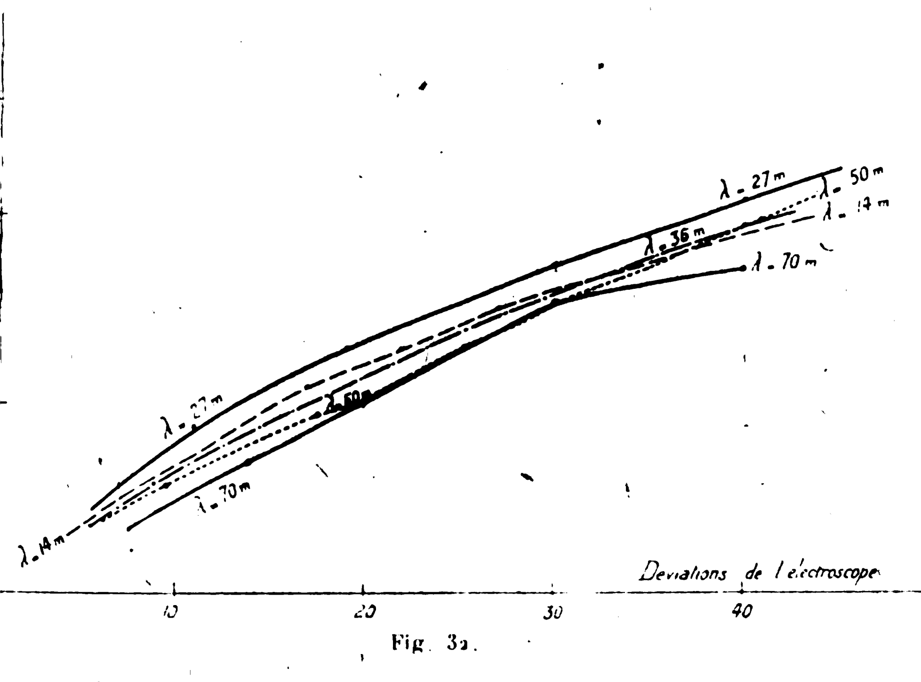


Fig. 32.

ment des supports suffisaient à constituer une fuite telle que le régime stationnaire était atteint en quelques secondes.

La tension était divisée dans un rapport inconnu mais constant, par les capacités C_1C_2 de l'électroscope.

La feuille d'or était observée au microscope.

Les longueurs de fil de l'ensemble du montage ayant été réduites à quelques centimètres; la cage de Faraday fermant au joint de mercure avec une étanchéité parfaite, les résultats se sont montrés assez réguliers jusqu'à des longueurs d'onde de 14 mètres.

Pour une longueur d'onde donnée, nous comparions la déviation de l'électroscope avec la variation de courant détecté.

La figure 32 montre une série de ces courbes : on voit que pratiquement aux erreurs d'expérience près, la détection continue à *être indépendante de la fréquence appliquée.*

2° *Mesures sur la détection des ondes modulées.*

32. Ces mesures présentaient deux difficultés :

a) Le signal devant être composé d'une partie fixe U et d'une variation lente ΔU sin ω*t*, il fallait pouvoir faire varier à volonté et indépendamment U et ΔU, en les connaissant parfaitement.

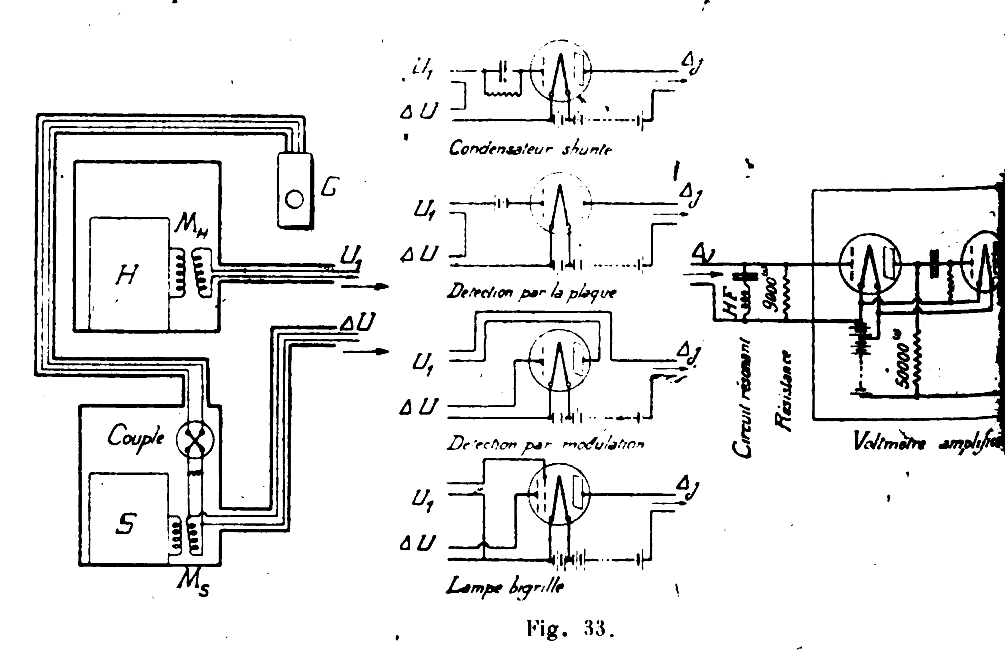


Fig. 33.

b) La variation de courant détecté Δ*j* étant à la pulsation ω, il fallait la mesurer avec un appareil indépendant de la fréquence, tout en la séparant des variations à haute fréquence qui s'y trouvaient naturellement superposées.

Après diverses variantes, nous avons adopté le dispositif suivant : (fig. 33).

A) Production de la F. E. M. appliquée.

Un émetteur local H, enfermé dans une cage, fournit la F. E. M. locale U_1 dont l'amplitude est réglée par le couplage M. On la mesure simplement en notant la baisse de courant plaque provoquée par son apparition sur la grille de la lampe détectrice.

Un second émetteur, S, également en cage, fournit une seconde F. E. M. ΔU, beaucoup plus petite que la précédente, et représentant le signal. Elle est mesurée par un couple, comme précédemment. Un couplage variable M_S permet de la régler. Les fils allant au galvanomètre sont sous plomb et mis à la terre.

On a vérifié que le rayonnement direct de l'une ou l'autre cage, et des fils du galvanomètre, est complètement négligeable, par rapport à la tension utile U_1 : le court-circuit sur les fils de sortie annule toute déviation des appareils de mesure.

Les deux F. E. M. ainsi obtenues, dont les pulsations Ω_S, Ω_H diffèrent de la quantité ω pulsation du battement à étudier, sont appliquées à la lampe détectrice, soit *en série* si l'on agit sur la même électrode, soit séparément quand on agit sur deux électrodes différentes.

Toutes les manœuvres nécessaires étaient effectuées sans ouvrir les cages. La longueur des fils était réduite au minimum. La longueur des ondes employées était aux environs de 700 m.

33. B) Mesure du battement après détection.

Elle est évidemment très délicate.

Il s'agit de mesurer une variation de courant de pulsation ω, d'amplitude très faible devant le courant continu de plaque, et d'autre part mélangée de haute fréquence non détectée : Ω_S, Ω_H, $\Omega_S - \Omega_H$, etc.

La mesure doit être indépendante de la fréquence dans toute la gamme audible et super-audible, jusque vers 50.000.

Colebrook ne l'a pas entreprise, en jugeant que sa difficulté devait être « tremendous ».

Kuhlmann a fait quelques mesures avec un galvanomètre à corde, dans la gamme audible; mais faute d'étalonnage du galvanomètre en fonction de la fréquence, ses expériences ne prouvent rien quant à la loi de décroissance en fonction de cette fréquence.

Nous pensons avoir réussi à effectuer une mesure, non pas de grande précision, mais suffisamment approximative pour présenter un intérêt.

Pour mesurer le battement ω, il fallait le transmettre à l'appareil de mesure en le séparant de la composante continue, et des variations alternatives plus rapides.

Pour la composante continue, il suffisait d'intercaler un condensateur, de capacité suffisante pour ne pas affaiblir sensiblement ce battement, ou bien de compenser la tension continue par une pile.

Quant aux variations à haute fréquence, elles sont plus difficiles à éliminer. Tous les circuits sélectifs accordés sur ω n'y peuvent réussir, qu'en introduisant un rendement variable avec ω, ce qui est inacceptable. Nous avons essayé un filtre passe-bas, mais nous n'avons pu réussir à en construire qui laisse passer sans les affaiblir *en rien*, ou du moins en les affaiblissant *régulièrement*, toutes les fréquences inférieures à 50.000.

Finalement nous transmettons le battement à l'appareil de mesure par un couplage résistance-capacité (donc indépendant de la fréquence), la résistance étant shuntée par un circuit résonant accordé sur la haute fréquence Ω_H. Ce circuit comprenant une très faible capacité (0,1 millième) ne dérivait, par rapport à la résistance de 9 000 ohms, qu'une fraction négligeable du battement; au contraire la fréquence de la source locale H, qui était de beaucoup la plus intense dans la plaque de la lampe détectrice, se trouvait ainsi court-circuitée.

Le battement ainsi isolé était amplifié et mesuré par une sorte de voltmètre amplificateur à deux étages. On ne peut faire autrement, vu sa petitesse, si l'on veut travailler avec des signaux de l'ordre de grandeur (quelques millivolts) des signaux réels.

Ce voltmètre donne des indications indépendantes de la fréquence, dans toute la gamme audible et jusque vers 50 000 p : s ; cela tient à ce que les résistances sont indépendantes de la fréquence, les capacités de liaison assez grandes, et les capacités parasites encore négligeables. On peut d'ailleurs le vérifier en alimentant sous une diff. de pot. connue et de fréquence variable; les variations observées sont très petites.

L'amplitude du battement était *mesurée* par la déviation du milliampèremètre de la dernière lampe. Nous avons vu, en effet, que la détection en régime stationnaire (comme c'était alors le cas) est indépendante de la fréquence et qu'elle est proportionnelle au signal dans toute une portion AB (fig. 23) de la courbe caractéristique : or, l'amplification et la force du signal étaient réglées pour travailler dans cette partie.

Une légère erreur sur cette proportionnalité n'aurait eu d'ailleurs d'autre conséquence que de modifier l'échelle des ordonnées de nos courbes, mais non leur position relative.

Vérification du dispositif.

34. Pour vérifier que la mesure d'amplitude faite était réellement indépendante de la fréquence, nous avons appliqué en divers points une diff. de pot. connue et de fréquence variable; et vérifié que la déviation finale restait sensiblement constante.

La vérification de l'ensemble tout monté est fournie par le relevé

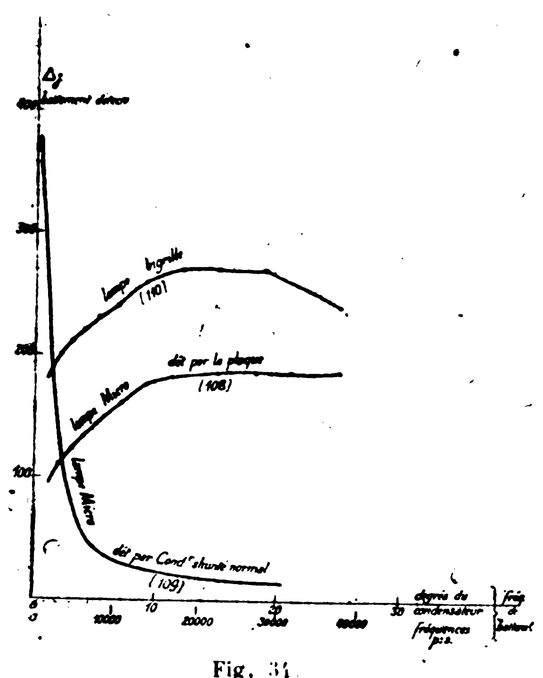


Fig. 34

de la courbe de l'amplitude du battement, quand on détecte par un procédé indépendant de la fréquence : détection par la plaque, ou détection par lampe bigrille. La figure 34 montre les courbes relevées dans ces deux cas : (110) avec lampe bigrille, (108) avec lampe ordinaire, détection par la plaque. On voit que l'amplitude du battement détecté ne varie pratiquement pas entre 10 000 et 40 000 ; après avoir d'abord augmenté. Par comparaison, la courbe (109) montre l'amplitude du battement fourni par la détection avec *condensateur shunté normal* : il est dès lors indiscutable que la chute rapide constatée provient bien de ce mode de détection, et non de l'appareil de mesure.

Pierre David.

BIBLIOGRAPHIE SUR LA DÉTECTION

1. APPLETON et TAYLOR : « Réception hétérodyne optima », *Proc. Inst. Rad. Eng.* **12**, 3 juin 1924, p. 277.
2. ARMSTRONG : même sujet, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **5**, 1917, p. 145.
3. AUSTIN et GRIMES : *Journ. Wash. Ac. of Sc.*, 19 mars 1920.
4. BALLANTINE : *Proc. Inst. Rad. Eng.*, avril 1919, p. 130.

4 *bis*. BARCLAY : « Caractéristiques dynamiques », *Exp. Wireless*, **4**, août-septembre 1927, p. 459 et 553.

5. DE BELLESCIZE : « La sélection des parasites par leur direction et leur phase », *Radio-Electr.*, *Bull. Techn.*, **7**, 15 juin 1923, p. 1.
6. DE BELLESCIZE : « La résonance et les atmosphériques », *Onde Electr.*, août-septembre 1927.
7. DE BELLESCIZE : « Le Superhétérodyne », 1 vol. Chiron, éditeur, 1926.
8. BARTHÉLEMY : « Le changeur de fréquence à deux grilles », *Onde Electr.*, avril 1926, p. 162.
9. BERTRAND, CAYREL, MASSELIN : « Comparaison de la détection par lampe et par galène », *Onde Electrique*, novembre 1926.
10. BRILLOUIN : « Les amplificateurs à résistance », *Onde El.*, janvier et février 1922, p. 1 et 101.
11. BRILLOUIN-FROMY : « L'influence du brouillage sur les récepteurs à réaction », *Onde El.*, avril, mai, juin 1924.
12. CARSON : *Proc. Inst. Rad. Eng.*, avril 1919.

12 *bis*. CHAFFÉE : « Coefficient de détection », *Phys. Rev.*, **18**, 1921, 152.

13. CHAFFÉE-BROWNING : « Etude théorique et pratique de la détection des signaux faibles », *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, 2 février 1927, p. 113.
14. CHRÉTIEN : « Le strobodyne », *T. S. F. Moderne*, février, mars, avril 1927.
15. COLEBROOK : « Le détecteur », *Exp. Wireless*, mars, avril, mai 1925, **18**, p. 330, **19**, p. 394, **20**, p. 459.

15 *bis*. COLEBROOK : « La détection par lampe », n°s 26, 27, 28, 29, novembre-décembre 1925, janvier-février 1926.

16. DEVAUD, PETIT : « Note sur la détection par lampe à trois électrodes », *Onde El.*, octobre 1924, p. 511.

16 *bis*. P. DAVID : « La détection par lampe », *C. R.*, **184**, 25 avril 1927, 1000.

17. DOWLING, HIGGINS : « Un coefficient de détection », *Electrician*, 13 novembre 1925.
18. R. DUBOIS : « Etude expérimentale de quelques procédés de détection », *Onde Electr.*, juin-juillet 1924, p. 285 et 347.
19. FREEMANN : « Caractéristiques de détection des tubes électroniques », *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **13**, octobre 1925, p. 613.
20. FROMY : « Quelques remarques sur le fonctionnement de la lampe détectrice », *Onde El.*, juillet 1923, p. 411.
21. GROENEVELD, VAN DERPOL, POSTHUMUS : « La détection par lampe », *Tidjschr. Nederlandsch Radio*, III, p. 67-89 et *Zeitschr. Hochfr. Techn.*, **29**, mai 1927, p. 139.
22. GUTTON : « La lampe à trois électrodes », 1 vol., 1923, *Les Presses Universitaires de France*.
« Radiotechnique Générale », 1 vol. Baillière, 1926.

23. HAZELTINE . *Proc. Inst. Rad. Eng.*, avril 1919.

24. HIECKE : « Sur la théorie des bandes latérales », *Zeitschr. Hochfr. Techn.* 28, **6**, décembre 1926, p. 185.

25. HOWE : « Détection de battements hétérodynes », *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **6**, 5 octobre 1918, p. 275.

25 *bis*. HULBURT : « Le pouvoir détecteur du tube électron », *Phys. Review*, **18**, 1921, 148.

26. JOUAUST : « La réception des ondes entretenues par modulation », *Onde El.*, janvier 1922, p. 26-33.

27. KUHLMANN : « Réception des ondes modulées sans réaction », *Zeitschr. Hochfr. Techn.*, 25, 2 (p. 43), 3 (p. 70), 4 (p. 95), 1926.

28. LANGMUIR : *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **3**, 1915, p. 261.

29. LIEBOWITZ : *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **3**, 1915, p. 185.

29 *bis*. DE MARE : « Le Radiomodulateur bigrille », *Onde El.*, avril 1926.

30. MILLER : *Proc. Inst. Rad. Eng.*, avril 1919.

31. MOULLIN : « Radio-frequency measurements », 1 vol. 1926, Londres.

31 *bis*. ROBERTS : « Note on detection by grid condenser and leak », *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, septembre 1927, 793.

32. SEWALL CAPOTT (avantages de la détection par la plaque), *Q. S. T.*, mars 1927, p. 30-32.

33. SMITH : « Théorie de la détection par lampe », *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **14**, 5, octobre 1926, p. 649.

34. TURNER : *Electrician*, XVII, p. 288, 412, 556.

35. VAN DER BIJL : *Proc. Inst. Rad. Eng.*, avril 1919.

36. VAN DER BIJL : « Mesure des courants détectés à fréquence musicale », *Proc. Inst. Rad. Eng.*, décembre 1919, 7, 6, p. 603.

37. WARNER et LOUGHREN : « The output characteristics of amplifier Tubes », *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **14**, décembre 1926.

Note au sujet de la détection par lampe.

L'article précédent était sous presse, lorsque nous avons reçu deux lettres de MM. Van B. Roberts et Barthélemy, à propos de leur article que nous avions cités.

M. Van Roberts nous fait observer qu'il envisage uniquement le cas des signaux très faibles sur la grille, et non celui du superhétérodne normal ; dans ce dernier cas, il estime comme nous que la détection se produit par la plaque.

M. Barthélemy nous signale qu'il a donné une théorie de la détection par la plaque et démonrté le rôle du facteur f_2/f_1, dans la *R. G. E.*, **19**, 24 avril 1926, 663-670. Ses considérations basées sur l'allure « stroboscopique » du phénomène, sont d'ailleurs très différentes des nôtres qui concernent le rôle du condensateur shunté.

P. DAVID.

Note sur un montage de deux lampes amplificatrices en pont équilibré.

Par H. COPIN.

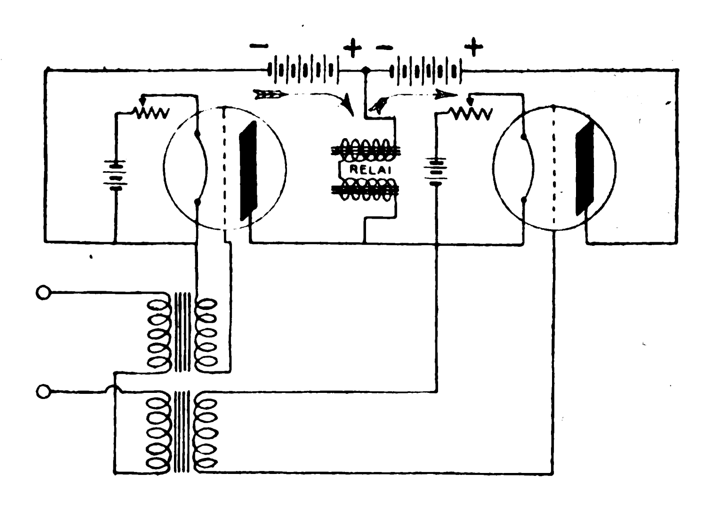
L'inscription des signaux radiotélégraphiques par l'intermédiaire d'un relai électromagnétique nécessite, dans certains cas, l'emploi d'un amplificateur dont le courant s'annule pendant les blancs de la transmission.

On supprime parfois le courant permanent qui parcourt le circuit de la plaque de la dernière lampe, circuit dans lequel est intercalé le relai, en polarisant négativement la grille de cette lampe. Quand on étudie le problème de près, on se heurte à certaines difficultés pratiques. Si l'on place en série avec le relai un milliampèremètre, on s'aperçoit qu'il faut porter la grille à un potentiel négatif très élevé pour supprimer toute déviation du galvanomètre. En remplaçant cet appareil par un autre de sensibilité plus élevée on

verra ce dernier déceler encore un faible courant. Cela tient à ce que la caractéristique de plaque ne rejoint l'axe des abscisses que par une pente très faible et qu'elle est presque asymptote à cet axe. Avec certaines lampes T. M. nous avons pu porter la grille à un potentiel négatif de soixante-dix volts (tension plaque : quatre-vingts volts) sans abaisser le courant plaque au-dessous de quelques dixièmes de milliampères ; ce phénomène est encore plus marqué si les batteries ne sont pas parfaitement isolées. Il en résulte les inconvénients suivants :

a) Instabilité du réglage du relais.

b) La lampe vient travailler dans une partie très inclinée de la caractéristique et les variations du potentiel de grille sous l'action des signaux sont maintenant insuffisantes pour produire une variation notable du courant de plaque.



Il existe des relais différentiels avec prise médiane ne présentant pas ces inconvénients et possédant une grande sensibilité.

Mais ne disposant pas de cet appareil spécial, nous avons été conduit à réaliser un montage qui, bien que nécessitant l'emploi d'une batterie de chauffage et d'une batterie de plaque supplémentaires donne, comme les relais différentiels les avantages suivants :

1° Réglage à l'indifférence et suppression totale d'attraction au repos.

2° Obtention, grâce au système différentiel, d'un courant de travail considérable.

3° Possibilité de donner au relais, pendant les périodes de repos, une légère polarisation de sens contraire à l'aimantation en période de travail.

Le montage proposé permet l'utilisation des organes habituels des amplificateurs basse fréquence à transformateurs et d'un relais magnétique quelconque.

L'examen du schéma ci-contre montre que l'on supprime l'effet du courant permanent en envoyant dans le circuit d'utilisation un courant de sens contraire et d'intensité réglable. On y parvient en montant à côté de la première lampe une lampe identique équipée d'une façon semblable et dont le courant traverse le relais en sens contraire de la première lampe. Le réglage s'obtient en agissant sur le chauffage des lampes au moyen de rhéostats progressifs.

Le signal agissant en sens contraire sur les deux grilles, le déséquilibrage du pont est brutal et l'inscription gagne en netteté.

Si l'on désire avoir un courant de repos ce qui améliore parfois les résultats, il suffit de donner au courant de la lampe d'équilibrage une légère prépondérance.

A notre connaissance ce montage n'a pas été encore signalé. S'il a été publié, nous prions son auteur de vouloir bien trouver ici toutes nos excuses.

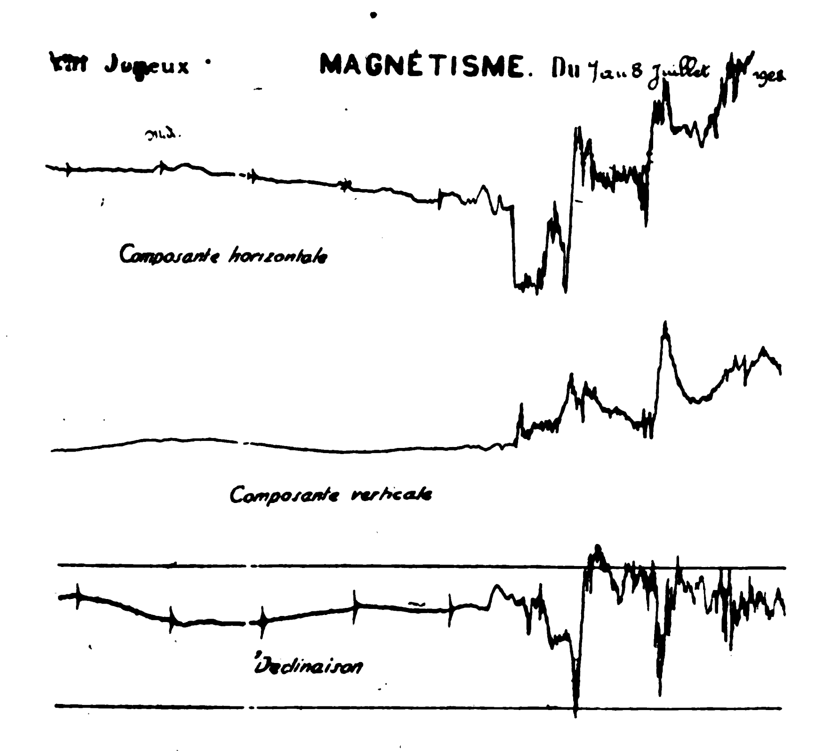
H. Copin.

Sur l'Orage magnétique du 7 au 8 Juillet 1928.

Dans la nuit du 7 au 8 juillet et la matinée du 8, s'est produit l'orage magnétique le plus violent qui ait été observé depuis plusieurs années. Les variations des éléments magnétiques ont commencé vers 22 heures le samedi 2 ; vers 1 h. 15 et 4 heures du matin le dimanche 8 se sont produites des variations particulièrement intenses ; les variations ont continué au cours de la matinée du 8 en s'atténuant progressivement, mais étaient encore fortes dans l'après-midi.

L'amplitude de la variation de la déclinaison a été 81'. La courbe qui donne par enregistrement photographique les variations de la composante horizontale du champ magnétique terrestre n'est pas

restée dans les limites du papier, et l'amplitude de la variation a dépassé, probablement de manière notable, 0,007, c'est-à-dire près de 4 % de la valeur normale. La composante verticale a présenté aussi des variations extraordinaires.



Il serait intéressant de connaître les phénomènes connexes observés au moment où se produisait cet orage magnétique (perturbations aux transmissions radioélectriques, télégraphiques, téléphoniques, aurore, etc.). Les courants telluriques ont présenté de très fortes variations à l'Observatoire du Val-Joyeux.

Les personnes qui ont observé de tels phénomènes rendraient service en les communiquant à l'*Onde Electrique*.

Ch. Maurain.

BAR-LE-DUC. IMP. COMTE-JACQUET

L'éditeur-gérant : Étienne CHIRON.

LE BATTEMENT DU CŒUR CONSIDÉRÉ COMME OSCILLATION DE RELAXATION ET UN MODÈLE ÉLECTRIQUE DU CŒUR[1],

par le Docteur BALTH. VAN DER POL
et M. J. VAN DER MARK
(S. A. *Philips* à Eindhoven, Hollande)

Monsieur le Président, Messieurs,

« J'apprécie très vivement l'honneur de parler devant vous ce soir, sous les auspices de la société des Amis de la T. S. F., de la Société française des Electriciens et de la Société de Biologie. Je dois cet honneur d'abord à l'amicale invitation de M. RENÉ MESNY, secrétaire général de la société des amis de la T. S. F., dont les travaux sont bien connus et vivement admirés aux Pays-Bas, et au jugement duquel j'attache personnellement le plus grand prix. C'est lui également qui a bien voulu se charger d'intéresser à mes travaux la célèbre Société française des Electriciens dont je remercie le président M. IMBS d'avoir bien voulu accorder son patronage à cette séance. Enfin la présence ici du Bureau et des membres de la société de biologie est due à l'intérêt que l'éminent maître de la science cardiaque, M. le professeur VAQUEZ a bien voulu porter à un exposé sommaire des premiers résultats obtenus par nous sur ce sujet ».

1. — *Oscillations sinusoïdales.*

La forme la plus commune des mouvements oscillatoires que l'on rencontre d'habitude est caractérisée par son allure sinusoï-

---

(1) Conférence donnée par M. Balth. van der Pol, 24 mai 1928 dans la Salle de la Société de Géographie, 184, boulevard Saint-Germain, sous la présidence de M. le Général G. Ferrié, à l'invitation de la Société des Amis de la T.S.F., de la Société Française des Electriciens et de la Société de Biologie.

Nous voyons, par conséquent, que la fréquence de ces oscillations électriques d'un type courant est déterminée par le produit d'une *self inductance* par une *capacité*.

Exactement de la même manière, nous trouvons pour la fréquence angulaire ω d'un pendule :

$$\omega^2 = \frac{ml^2}{mgl} = \frac{l}{g}, \qquad (4)$$

où m = masse du pendule ;
l = longueur du pendule ;
g = accélération due à la pesanteur.

Comme nous l'avons dit plus haut les oscillations que nous venons de décrire ont une force sinusoïdale mais de plus, ces oscillations décroissent graduellement avec le temps, autrement dit sont *amorties*. Cet amortissement est dû à la dissipation de l'énergie : dans le cas électrique par la résistance ohmique, dans le cas mécanique par la résistance de frottement dans le support du pendule.

Mais en électrotechnique et particulièrement dans le domaine de radio-télégraphie nous avons à notre disposition des résistances d'un caractère négatif. Au lieu de dissiper de l'énergie, ces résistances négatives peuvent *fournir* de l'énergie. Il est évident par conséquent qu'elles ne se présentent que dans les systèmes qui contiennent une source d'énergie. Si dans un circuit électrique oscillant tel que celui que nous avons décrit nous insérons une résistance négative au lieu d'une résistance positive, les oscillations du système auront tendance à augmenter indéfiniment en amplitude, au lieu de diminuer comme cela serait le cas si nous avions une résistance positive. Le récepteur radio-télégraphique bien connu dit « à réaction » est un exemple typique d'un pareil circuit oscillant à résistance négative, car lorsque la réaction est trop poussée, le système se met à osciller spontanément, des oscillations infinitésimales augmentant graduellement jusqu'à une amplitude finie sous l'action de cette résistance négative. De même, les oscillations électriques produites par un transmetteur à arc ont lieu grâce à la résistance négative de l'arc.

L'équation différentielle d'un pareil système serait par conséquent analogue à l'équation (2) mais le signe de la résistance serait changé et l'équation deviendrait par conséquent :

$$\ddot{v} - \alpha\dot{v} + \omega^2 v = 0. \qquad (2a)$$

dale. Comme exemples nous pouvons citer le mouvement d'un pendule, le mouvement des branches d'un diapason, le mouvement d'une corde tendue. Mais nous trouvons ces oscillations sinusoïdales non seulement dans des systèmes mécaniques, mais aussi très fréquemment dans des systèmes purement électriques et également dans des systèmes électro-mécaniques. Un exemple caractéristique d'oscillations sinusoïdales purement électriques est donné par les courants de haute fréquence de la radio-télégraphie et de la radio-téléphonie ; d'autre part, les courants alternatifs industriels produits par un alternateur tournant forment un exemple typique d'oscillations électro-mécaniques du type sinusoïdal.

Etant donné que les équations différentielles qui régissent le mouvement de particules matérielles ressemblent très souvent, même jusque dans leurs détails aux équations qui régissent le mouvement de l'électricité dans les conducteurs, une analogie profonde existe entre beaucoup d'oscillations produites électriquement et celles de particules matérielles. Par exemple, l'équation différentielle décrivant les petites oscillations d'un pendule libre est exactement identique à celle qui décrit les variations du courant ou de la différence de potentiel dans un circuit oscillant composé d'une bobine de self-inductance L et de résistance r connectée en série avec un condensateur de capacité C. De fait, cette équation est

$$L\frac{d^2v}{dt^2} + r\frac{dv}{dt} + \frac{1}{C}v = 0,$$

ou

$$\ddot{v} + \alpha\dot{v} + \omega^2 v = 0 \qquad (1)$$

où l'on a posé

$$\alpha = \frac{r}{L},$$

$$\omega^2 = \frac{1}{CL}.$$

Il est bien connu que, lorsque

$$\alpha^2 << \omega^2 \qquad (2)$$

c'est-à-dire lorsque la résistance du circuit est très petite, la décharge du condensateur est sinusoïdale amortie, et sa fréquence angulaire ω [1] est donnée par la formule classique

$$\omega^2 = \frac{1}{CL}. \qquad (3)$$

(1) $\omega = 2\pi n$ où n est la fréquence, c'est-à-dire le nombre d'oscillations complètes par seconde.

Toutefois cette augmentation de l'amplitude ne peut pas continuer indéfiniment, et par conséquent il y aura toujours dans le système une cause quelconque qui rendra la résistance de nouveau positive, lorsque l'amplitude aura dépassé une certaine valeur. Par suite la résistance r du système et également l'expression α doivent être une fonction de l'amplitude telle qu'elle change de signe lorsque l'amplitude est supérieure à une certaine valeur constante déterminée par la nature du système.

Par suite pour pouvoir décrire l'augmentation d'amplitude de ces oscillations sinusoïdales et leur limitation à une amplitude déterminée, nous devrons remplacer l'équation (2a) par la suivante

$$\ddot{v} - \alpha(1 - v^2)v + \omega^2 v = 0 \qquad (5)$$

car de la sorte α a été remplacé par $\alpha(1 - v^2)$ et cette expression change de signe dès que v^2 devient supérieur à l'unité, cette dernière valeur étant d'ailleurs choisie arbitrairement et dépendant seulement des unités employées.

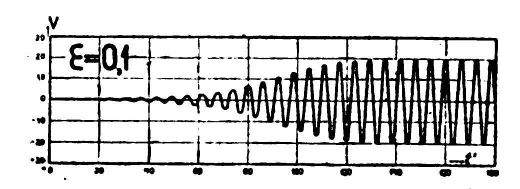


Fig. 1. — Représentation graphique de la solution de l'équation (5) avec la condition $\varepsilon = \alpha/\omega = 0{,}1$. Dans ce cas l'équation représente une oscillation sinusoïdale d'amplitude augmentant d'abord graduellement et atteignant finalement un valeur constante.

Comme nous l'avons dit plus haut la condition pour que des oscillations sinusoïdales s'établissent est

$$\alpha^2 << \omega^2$$

et un exemple caractéristique de solution de l'équation (5) lorsque

$$\alpha^2 = \frac{1}{100}\omega^2$$

est donné dans la figure 1, où l'on voit clairement l'augmentation de l'amplitude qui finalement conserve une valeur constante.

2. — *Oscillations de relaxation.*

Il est intéressant de rechercher quelle peut être la solution de l'équation (5), lorsque la condition

$$\alpha^2 << \omega^2 \qquad (2)$$

est remplacée par

$$\alpha^2 >> \omega^2. \qquad (6)$$

Rendons-nous compte d'abord du sens physique de la condition (6). Ici la résistance initiale, tout en étant négative, est tellement grande que, si elle était constante et indépendante de l'amplitude, le *système serait très fortement apériodique*. Et de même qu'un système apériodique à résistance positive tend toujours vers zéro d'une manière apériodique, notre système apériodique à résistance négative aurait toujours tendance à s'éloigner de zéro, également d'une manière apériodique, c'est-à-dire sans aucune espèce d'oscillations. Mais aussitôt que la valeur instantanée de v^2 devient supérieure à l'unité, le caractère négatif de la résistance cesse d'avoir lieu et la résistance devient positive. Par suite, l'élongation à ce moment tend de nouveau à décroître apériodiquement.

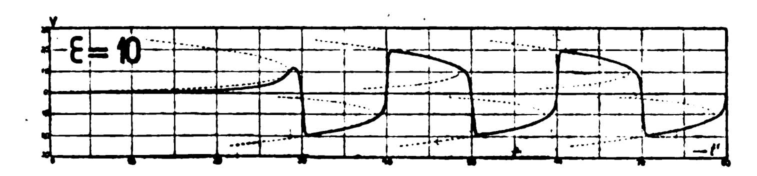


Fig. 2 — Représentation graphique de la solution de l'équation (5), mais cette fois avec la condition $\varepsilon = \alpha/\omega = 10$. Dans ce cas, l'équation représente une « oscillation de relaxation » caractérisée entre autre par sa forme qui diffère considérablement d'une courbe sinusoïdale. On voit que des sauts brusques se produisent périodiquement.

Par conséquent avec la condition (6) le système a tendance tout d'abord à sauter de la valeur zéro à une valeur positive, décroissant ensuite graduellement, puis tout à coup de sauter à une valeur négative et ainsi de suite.

Effectivement une solution de l'équation (5) avec la condition

$$\alpha^2 = 100\omega^2$$

est représentée dans la figure 2. D'une étude analytique plus approfondie de l'équation (5) avec la condition (6) faite par l'un des auteurs de cette note [1], il résulte que la période T_{rel} de ces dernières oscillations est donnée approximativement par

(1) Balth. van der Pol. *Phil. Mag.*, **51**, 978 (1926), *Jarhbuch der drahtlosen Telegr.*, **28**, 178 (1926), **29**, 114 (1927).

$$T_{rel} = \frac{\omega^2}{\alpha} = Cr \quad (7)$$

au lieu de

$$T_{sin} = 2\pi\sqrt{CL} \quad (8)$$

comme dans le cas sinusoïdal pour lequel nous avions

$$\alpha^2 << \omega^2. \quad (2)$$

Par suite la période de ces nouvelles oscillations dans ce cas électrique particulier est déterminée par la *durée de décharge d'un condensateur*, que l'on appelle parfois une durée de *relaxation*, et par suite nous appellerons ce type d'oscillations des *oscillations de relaxation*.

Bien que les oscillations de relaxation aient été découvertes tout d'abord de la manière que nous venons de décrire, on voit bien qu'elles doivent être rencontrées dans toutes sortes de domaines naturels. D'une manière générale, lorsque nous rencontrons dans la nature un phénomène périodique dont la période n'est pas rigoureusement constante et lorsque cette période n'est pas déterminée par une masse et une élasticité (ou par une self-inductance et une capacité comme dans l'exemple électrique), mais que la période est donnée par une durée de relaxation sous une forme quelconque, nous devons penser que nous avons affaire à une forme quelconque d'oscillations de relaxation dont le type général a été donné plus haut sous forme mathématique. Car, il y a des durées de relaxation de bien des types différents, tels que le temps nécessaire à un courant pour atteindre sa valeur finale dans un système contenant une self-inductance, une durée de diffusion, une durée d'établissement de température, une durée de combinaisons chimiques et toutes espèces de durées d'amortissement produisant cependant *une fois seulement* au cours d'une expérience particulière ; par exemple nous pouvons amener deux gaz au contact et constater qu'ils diffusent l'un dans l'autre, expérience dans laquelle la durée nécessaire à cette diffusion est du type que nous avons appelé durée de relaxation. Toutefois, ce phénomène se produit une fois seulement, et il est caractéristique des oscillations de relaxation que ce phénomène asymptotique se répète périodiquement. Il est évident que cette reproduction automatique périodique d'un phénomène typiquement apériodique est intimement liée à la présence d'une source d'énergie d'un type quelconque. Considérons par exemple *la harpe éolienne*, qui consiste en une corde tendue, contre laquelle le vent

souffle. Un examen détaillé montre que derrière la corde des tourbillons se forment alternativement vers la droite et vers la gauche et se propagent en s'éloignant de la corde, faisant place de cette manière à de nouveaux tourbillons qui se créent et s'éloignent de la même façon. Ainsi dans le cas d'une harpe éolienne comme dans celui du vent qui souffle dans les fils télégraphiques en produisant un son sifflant, la période du son produit est déterminée par une durée de relaxation et n'a absolument rien de commun avec la période naturelle de la corde vibrant d'une manière sinusoïdale. On peut citer beaucoup d'autres exemples d'oscillations de relaxation, telles que : le marteau pneumatique ; le grincement d'un couteau sur une assiette, un drapeau flottant au vent, le bourdonnement produit parfois par un robinet, le grincement d'une porte, la machine à vapeur à double effet avec un volant insuffisant, l'expérience de M. Janet sur une dynamo-série, le multivibrateur d'Abraham et Bloch [1], le multivibrateur à lampe bigrille [2], les étincelles périodiques obtenues en tournant une machine de Whimshurst, l'interrupteur de Wehnelt, la décharge intermittente d'un condensateur à travers un tube à néon [3], la réapparition périodique des épidémies, et des crises économiques, la variation périodique d'un nombre pair d'espèces d'animaux, vivant ensemble et certaines espèces servant d'aliments aux autres [4], le sommeil des fleurs, l'apparition périodique de pluies derrière une dépression, le frisson provenant du froid, la menstruation et finalement les battements du cœur (5). Dans tous ces exemples la fréquence de ces phénomènes périodiques n'est pas déterminée par le produit d'une élasticité et d'une masse, mais plutôt par une forme quelconque de durée de relaxation.

Le fait que la fréquence de ces phénomènes périodiques n'est pas rigoureusement constante est dû à ce qu'une durée de relaxation est déterminée notamment par une résistance d'un type quelconque et c'est un fait bien connu que des circonstances extérieures peuvent modifier bien plus aisément une résistance qu'une masse ou une élasticité.

(1) Abraham et Bloch, *Annales de Physique*, **12**, 237, 1919.
(2) Balth. van der Pol, *Phil. Mag.*, **51**, 991, 1926.
(3) Schallreuter, *Ueber Schwingungserscheinungen in Entladungsröhren* (Wieweg), 1923.
(4) Volterra, *Comptes rendus de l'Académie des Lincei*, 1926.
(5) Le point de vue d'après lequel des oscillations du cœur appartiennent au type des oscillations de relaxation a été pour la première fois exprimé il y a deux ans. Voy. Balth. van der Pol, *Phil. Mag.*, **51**, 992, 1926.

3. — *Propriétés des oscillations de relaxation.*

Deux des propriétés des oscillations de relaxation ont déjà été discutées plus haut, à savoir :

a) leur forme très différente de la forme sinusoïdale (elle est caractérisée par des sauts discontinus se produisant toutes les fois que le système devient instable, périodiquement par conséquent).

b) leur période qui est déterminée par une durée de relaxation.

Une troisième propriété non moins importante est la facilité avec laquelle des oscillations de relaxation se mettent en synchronisme avec un phénomène extérieur périodique agissant sur elles (1). Ceci peut s'expliquer de la façon suivante :

Supposons qu'un système exécutant des oscillations de relaxation soit construit de telle manière qu'en faisant varier l'un de ses paramètre, nous puissions changer sa période propre de relaxation dans un grand intervalle d'une façon bien déterminée, tout d'abord nous réglerons le système de manière qu'il oscille très rapidement et nous lui appliquerons une petite force extérieure périodique de la même fréquence que celle à laquelle oscille le système. Réduisant ensuite graduellement la période propre de relaxation du système, nous constaterons que celui-ci continue à osciller avec la période de la force extérieure, de sorte que le système se met automatiquement en synchronisme avec la force extérieure. Nous pouvons faire descendre la fréquence propre du système presque jusqu'au voisinage de l'octave inférieur sans qu'il cesse d'osciller en parfait synchronisme avec la force extérieure. Si nous continuons à réduire la période du système, sa fréquence saute tout à coup à une valeur qui est exactement *la moitié* de la fréquence de la force extérieure et le système se maintient automatiquement à cette nouvelle fréquence dans une gamme étendue. Une nouvelle réduction de la fréquence propre du système toujours sans toucher à la fréquence de la force extérieure, fait osciller tout à coup le système sur le troisième *sousharmonique* de la force appliquée, où il se maintient de nouveau dans une gamme étendue, etc... Il nous a été possible de prolonger cette expérience de *démultiplication de fréquence* jusqu'au rapport de 200 : 1. L'analogie avec un blocage partiel du cœur sera évident dans un instant. Les résul-

(1) Balth. van der Pol et J. van der Mark, Frequency demul iplication, *Nature*, sept. 10, 1927.

tats d'expériences semblables faites avec les oscillations de relaxation produites par un tube à néon combiné avec une résistance et une capacité sont donnés dans la figure 3, où la capacité du système est portée en abscisses et la période de l'oscillation de relaxation en ordonnées, la ligne pointillée donne la relation entre ces deux qualités en absence d'une force électromotrice extérieure, et est approximativement une ligne droite (T = Cr), tandis que la ligne brisée indique la fréquence avec laquelle le système oscille sous l'influence de la force électromotrice périodique extérieure.

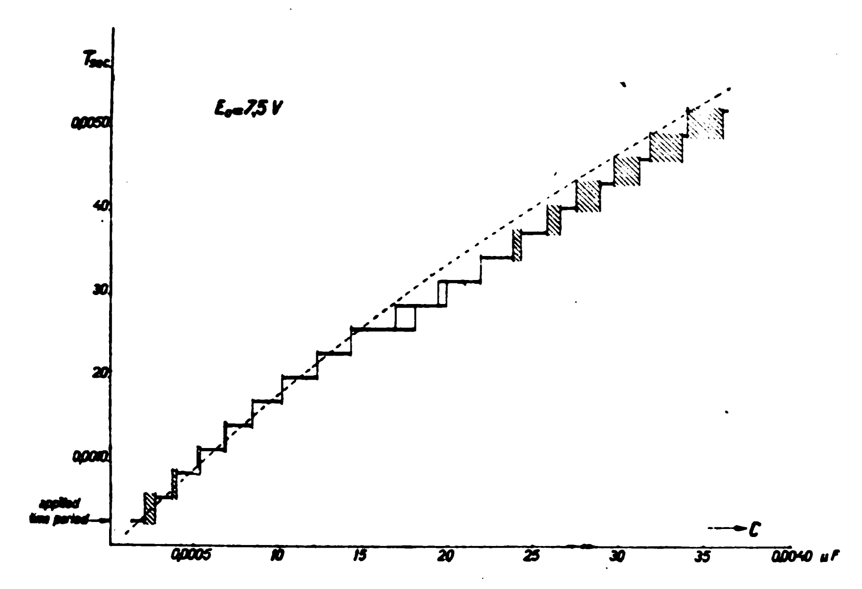


Fig. 3. — Un exemple de *démultiplication de fréquence*. Le système de relaxation répond successivement à différents subharmoniques (harmoniques inférieurs) de la force électromotrice alternative appliquée.

Le fonctionnement de certains instruments à vent peut être expliqué de la même façon. Par exemple, dans le cas d'une flute, l'air soufflant contre l'embouchure produit une oscillation de relaxation du type éolien ; ce système est couplé d'une manière serrée avec le tuyau qui peut osciller seulement d'une manière sinusoïdale et qui peut réagir sur l'oscillation de relaxation. On peut donc dire que dans ce cas l'entretien de la vibration est déterminé par une oscillation de relaxation alors que le couplage serré d'un système sinusoïdal avec le système à relaxation fait que la fréquence est déterminée dans ce cas par le système sinusoïdal.

Un autre exemple de la facilité avec laquelle une oscillation de relaxation peut être synchronisée par l'effet d'une petite force périodique extérieure est donné par le cas que nous avons observé d'un interrupteur de Wehnelt qui tout d'abord fonctionnait irrégulièrement, mais qui tout à coup a donné des interruptions très régulières d'un courant continu, aussitôt que l'on a superposé un faible courant alternatif au courant continu, l'énergie alternative ainsi fournie étant très petite vis-à-vis de l'énergie du courant continu.

4. — *Modèle dynamique schématique du cœur.*

Dans l'application de la théorie des oscillations de relaxation aux battements du cœur, nous considérerons celui-ci comme un système à trois degrés de liberté : *le sinus*, *l'oreillette* et le *ventricule*. Etant donné que normalement les deux oreillettes battent exactement en synchronisme et qu'il en est de même des deux ventricules, nous parlerons dans ce qui suit de *l*'oreillette et *du* ventricule. Etant donné que nous considérons le cœur comme ayant trois degrés de liberté seulement, il est évident que nous excluons dès le début tous ces mouvements du cœur qui, exprimés dans un langage mathématique, ne peuvent être décrits que par des équations aux dérivées partielles. Par exemple, nous ne pourrons pas retrouver la vitesse finie de propagation d'une contraction dans la paroi du cœur. Nous ne considérons pas davantage le « flutter », ni la fibrillation puisque ces phénomènes sont en liaison directe avec des ondes progressives et des ondes stationnaires.

Retournant à notre modèle du cœur qui ne possède que trois degrés de liberté seulement, nous considérons chacun d'eux comme étant capable d'osciller par lui-même suivant des oscillations de relaxation, chacun des trois systèmes ayant sa période propre particulière. De plus, un couplage existe entre le sinus et l'oreillette, le premier organe agissant sur le second. Un second couplage existe entre l'oreillette et le ventricule, couplage qui se trouve réalisé par le moyen du *faisceau de His.*

Dans un cœur normal, les deux couplages, dont nous venons de parler, présentent cette particularité qu'ils transmettent une excitation dans *une* direction seulement, c'est-à-dire du sinus à l'oreillette, et de l'oreillette au ventricule respectivement, ces couplages sont en d'autres termes, dans le cœur normal, d'un caractère uni-

directionnel. Dans le modèle électrique que nous allons décrire, ces deux couplages sont par suite représentés par deux lampes triodes, dont la fonction n'est nullement d'amplifier, mais qui sont seulement insérées dans le but de fournir un couplage unidirectionnel ; on sait, en effet, qu'une modification du potentiel de grille d'une triode a un effet sur le circuit d'anode, mais qu'un changement fait dans le circuit d'anode n'a pas de répercussion sur le circuit de grille ou circuit d'entrée de la triode.

En considérant les battements du cœur comme des oscillations de relaxation, nous n'entrerons pas dans la question de savoir si une excitation électrique cause, ou précède, les contractions du cœur. Le seul objet de la présente note est de fournir une présentation d'ensemble logique du phénomène des battements du cœur considérés comme oscillations de relaxation. Les propriétés de ces oscillations qui ont été obtenues récemment nous permettent de considérer le rythme du cœur d'un point de vue nouveau, rendant compte de ces particularités d'une manière logique. Comme applications de cette théorie nouvelle, certaines anomalies du rythme cardiaque peuvent être prédites, qui pour autant que nous le sachions, n'ont pas encore été observées sur le cœur humain.

5. — *Description du modèle électrique du cœur.*

Pour obtenir un modèle du cœur conformément à la théorie qui vient d'être exposée, on pourrait employer des systèmes variés capables de produire des oscillations de relaxation. Un sytème très pra-

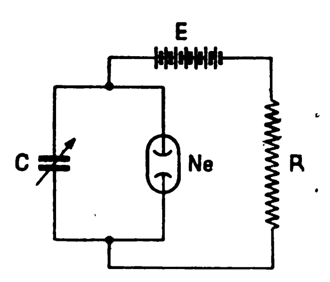


Fig. 4. — Un système capable de produire des oscillations de relaxation. Il consiste en une lampe à néon Ne, un condensateur d'environ 1 microfarad, une résistance R de l'ordre de 1 megohm et une batterie de 180 volts à peu près.

tique, et également particulièrement commode pour des démonstrations, est constitué par un tube à néon soumis à des décharges intermittentes. Un pareil système est représenté fig. 4. E est une

batterie de 150 à 200 volts, R une résistance de l'ordre de 1 mégohm et C une capacité de l'ordre de quelques microfarads. Le fonctionnement de ce système est à peu près le suivant. Tout d'abord, le tube à néon est éteint et le condensateur *C* est chargé progressivement par la batterie *E* à travers la résistance *R* jusqu'à ce que la différence de potentiel entre les plaques du condensateur (auquel est connectée la lampe à néon *Ne*) atteigne le potentiel de décharge de la lampe à néon. A ce moment, une décharge a lieu tout à coup à travers le gaz de la lampe, courcircuitant le condensateur, qui se décharge en un temps très court à travers la lampe à néon. Il est évident qu'au cours de ce court intervalle de temps

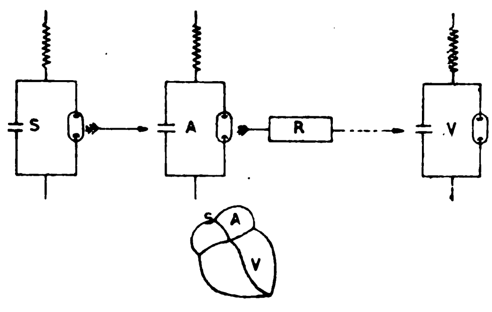


Fig. 5. — Représentation schématique du cœur par 3 systèmes de relaxation S (= Sinus), A (= Oreillette) et V (= Ventricule). R est un système à retardement représentant dans le modèle le temps fini nécessaire pour la transformation d'un stimulus par le faisceau de His.

la différence de potentiel entre les plaques du condensateur tombe à une valeur tellement basse que la décharge à travers le gaz ne peut plus avoir lieu. A ce moment, le chemin conducteur à travers *Ne* est soudainement interrompu, le condensateur se recharge alors lentement à travers la grande résistance *R* et le même cycle se répète indéfiniment. Comme la durée de charge du condensateur (en secondes) est donnée par le produit de la capacité *C* (en farads) et de la résistance *R* (en ohms) la période T_{rel} de cette oscillation de relaxation sera environ

$$T_{rel} = CR = 10^{-6} . 10^{+6} = 1 \text{ seconde}$$

nous verrons par conséquent la lampe à néon donner un court éclat à peu près une fois par seconde.

Dans la figure 5, le cœur est représenté par trois systèmes semblables au précédent, le premier *S* représentant le sinus, le second

A l'oreillette et le troisième *V* le ventricule. Entre *A* et *V* le rectangle *R* représente un système à retardement qui reproduit le temps fini qu'il faut à une excitation pour être transmise à partir de l'oreillette jusqu'au ventricule en passant par le faisceau de *His*. Dans notre modèle électrique, ce retard est produit par l'action d'un quatrième tube à néon, qui a par conséquent pour fonction de faire en sorte que la systole ventriculaire se produise un peu plus tard que la systole auriculaire correspondante. Toutefois, n'importe quel autre système à retardement pourrait être employé et nous tenons à souligner le fait que le fonctionnement de notre

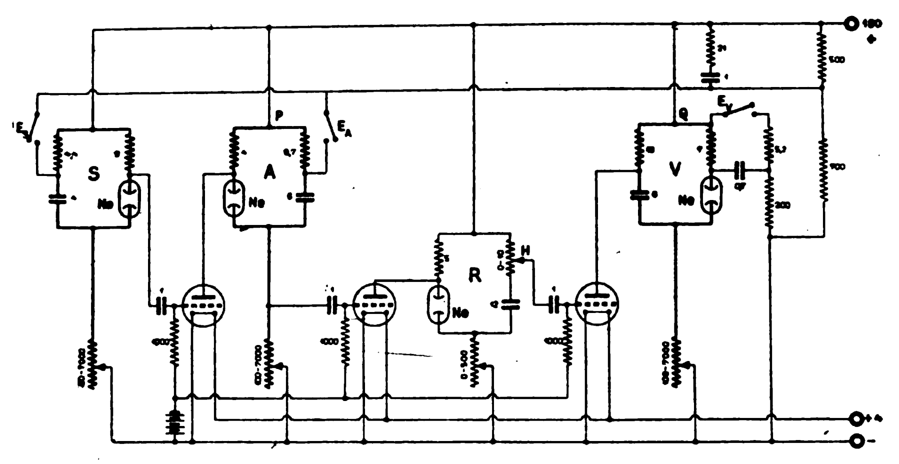


Fig. 6. — Schéma complet des connexions du modèle électrique du cœur.

modèle est indépendant du type du système employé pour produire ce retardement.

La figure 6 donne un schéma électrique complet de notre modèle.

Une photographie de l'instrument est donnée dans la figure 7 où l'on peut voir, que les trois tubes à néon *S.A* and *V* sont placés sur le devant de l'instrument. Chaque éclat correspond à l'activité de la partie respective du cœur.

Le fonctionnement du modèle se produit comme il suit : Le système *S* (le sinus) produit des oscillations de relaxation. A travers la première triode cette excitation est transmise d'une manière unidirectionnelle au second système de relaxation *A* (l'oreillette), l'excitation de l'oreillette est transmise d'une manière unidirectionelle

par la seconde triode au système à retardement *R* et de là à travers la troisième triode au ventricule *V*.

En faisant varier la résistance *H* nous pouvons agir sur le couplage entre l'oreillette et le ventricule et imiter de cette manière les belles expériences d'*Erlanger* et de *Frédéricq* dans lesquelles on pince d'une façon graduelle le faisceau de *His*. Nous pouvons également au moyen de trois clés donner respectivement au sinus, à l'oreillette ou au ventricule une petite impulsion électrique produisant de cette manière des extra-systoles du sinus de l'oreillette et du ventricule.

Voici une description plus détaillée du modèle :

Chaque système de relaxation est constitué, ainsi que nous l'avons indiqué plus haut, par une résistance variable en série avec un tube

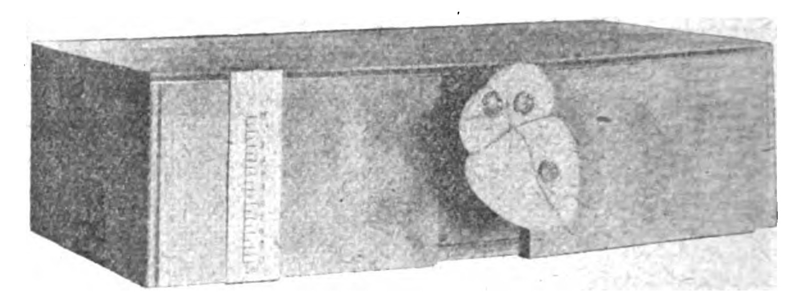


Fig. 7. — Vue extérieure du modèle.

à néon, ce tube étant shunté par un condensateur fixe. Une décharge du condensateur à travers le tube à néon, représente une contraction de l'une des parties dont le cœur est composé. La fréquence de chaque système est réglée au moyen de la résistance variable.

Le couplage entre deux systèmes de relaxation adjacents est obtenu au moyen d'une triode, de la manière suivante.

Prenons comme exemple le couplage sino-auriculaire. Dans le circuit de décharge du condensateur du sinus est intercalée une résistance se trouvant dans notre schéma au-dessus du tube à néon. L'une de ses extrémités est connectée au moyen d'un condensateur et d'une résistance de grille, à la grille de la triode. Le courant-plaque de cette triode doit passer par une résistance figurant au-dessus du tube à néon de l'oreillette. Au moment où le tube du sinus s'illumine, un courant passe dans sa résistance. Le potentiel à son extrémité inférieure

devient plus négatif, ce qui entraîne une diminution du potentiel de la grille reliée à cette extrémité et donc une diminution du courant-plaque de la triode. La différence de potentiel aux bornes de sa résistance anodique diminue donc aussi, ce qui signifie que la différence de potentiel aux bornes du tube à néon de l'oreillette augmente. Si à ce moment, la différence de potentiel aux bornes de ce tube n'est pas trop éloignée de son potentiel de décharge, le tube s'illumine. Nous voyons donc les deux tubes s'illuminer en même temps. Si la différence de potentiel n'est pas assez élevée, le condensateur de l'oreillette n'étant pas encore assez chargé (ce qui peut se produire si la fréquence propre de l'oreillette est trop basse), le potentiel de décharge ne peut être atteint. Il ne se produit rien, l'excitation arrivant pendant la *période réfractaire*. Dans notre cas, nous aurions donc un blocage sino-auriculaire.

Le système à retardement est composé dans ce modèle par un système de relaxation semblable, avec cette seule différence que le courant est trop fort pour que des oscillations puissent se produire. Un courant continu passe dans le tube à néon, le système est surchargé et on ne peut donc attendre aucun phénomène périodique. Si cependant on diminue suffisamment d'une manière quelconque, la différence de potentiel aux bornes du tube, la décharge lumineuse s'interrompt, mais le condensateur se recharge et quand le potentiel de décharge est de nouveau atteint, le tube s'illumine et comme auparavant une décharge continue se produit. Le temps qui s'écoule entre l'extinction et la nouvelle décharge est le retard que nous imposons à notre transmission et qui est égal au temps de relaxation RC, au temps de recharge du système. Une excitation extérieure ne produit donc qu'un seul battement. Cette excitation provient de l'oreillette et de nouveau par l'intermédiaire d'une triode. Le système à retardement est couplé lui-même au ventricule de la manière décrite ci-dessus. La résistance H est variable et il est donc possible d'augmenter et de diminuer l'excitation du ventricule, tout comme si l'on pinçait le faisceau de H*is*.

Dans le schéma des connections nous voyons dans chaque système de relaxation encore une autre résistance, par exemple dans le système du sinus, la résistance reliant le condensateur à la borne de la source de haute tension. En appuyant sur le bouton E_s, nous déchargeons un condensateur à travers cette résistance, donnant

ainsi naissance à un stimulus sur le système de relaxation ; quelque chose d'analogue à la fonction de la résistance anodique dans le couplage décrit plus haut. Au moyen de ces clés (l'oreillette et le ventricule ont des résistances et clés semblables (E_A et E_V)) nous pouvons créer les différents types d'extrasystoles.

Le modèle entier ne comprend que des résistances et des capacités. Les nombres dans le schéma indiquent les valeurs de ces résistances et capacités, les résistances sont données en kilo ohms, les capacités en microfarads. Les résistances sont du type employé dans les appareils de T.S.F. Les triodes employées sont des tubes, Philips : de gauche à droite A425, A425 et 415. La tension employée est d'environ 180 volts. Les tubes à néon sont des lampes témoins, Philips. Avec le modèle décrit, toutes les expériences qui vont suivre peuvent être exécutées.

Les électrocardiogrammes de notre modèle ont été pris de la manière suivante.

Dans les systèmes de relaxation représentant l'oreillette et le ventricule, on a intercalé des résistances aux places marquées P et Q.

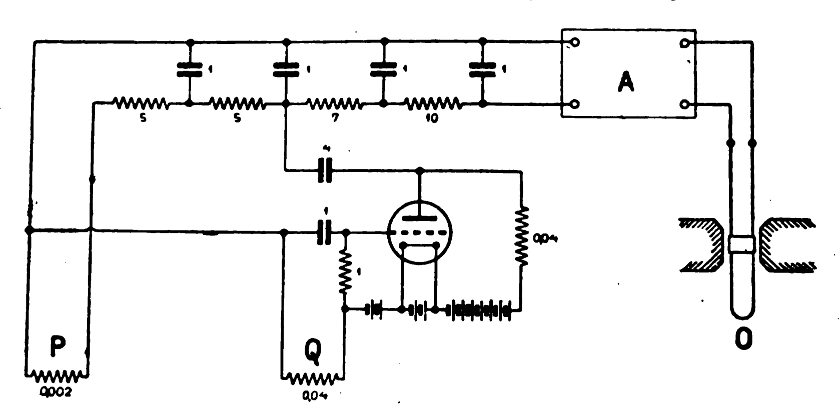


Fig. 8. — Circuit filtre employé pour obtenir les électrocardiogrammes du modèle.

Les différences de potentiel aux bornes de ces résistances ont été amplifiées et le courant d'anode de la dernière lampe de l'amplificateur passait dans un oscillographe. Pour obtenir un électrocardiogramme qui ait quelque ressemblance avec le cardiogramme d'un cœur normal, de mammifère nous avons modifié la forme des pointes de tension aux bornes de P et Q au moyen d'un circuit, représenté par la figure 8.

La pointe aux bornes de P, a été aplatie au moyen d'un filtre constitué par des résistances et capacités convenablement groupées, comme le montre la figure 8.

La pointe aux bornes de Q a été rendue un peu plus aiguë.

Ce résultat a été atteint au moyen d'une triode avec une tension négative élevée de sorte que le courant plaque normal soit nul et qu'il ne prenne naissance que lorsque le potentiel appliqué à la grille atteigne une certaine valeur.

Donc pendant une partie de la pointe de tension aux bornes de Q seulement, nous avons un courant dans le circuit-plaque de la triode. En réglant la valeur de la résistance anodique, la pointe peut être aussi élevée que nous le désirons. La résistance était si faible que la triode ne fonctionnait pas comme amplificateur.

La pointe aiguë obtenue ainsi, était légèrement aplatie au moyen d'une partie du même circuit employé pour la pointe en P. Nous avons obtenu après amplification un oscillogramme qui montre une certaine ressemblance avec le complexe QRS du cœur.

Il est clair que l'imitation de l'électrocardiogramme humain telle qu'elle a été décrite plus haut, n'est qu'une chose très secondaire et n'a aucune relation avec le but général de cette communication, c'est-à-dire l'explication des battements du cœur considérés comme oscillations de relaxation.

L'amplificateur A pouvait amplifier les fréquences très basses d'environ une période par seconde aussi bien que les fréquences plus hautes. L'oscillographe O était un oscillographe *Duddell* avec une fréquence naturelle de 2000-3000 par sec.

6. — *Expériences et mesures faites sur le modèle électrique.*

6*a*. — *Blocage du cœur.*

La figure 9 reproduit une série d'observations de l'illumination des deux tubes au néon A et V. L'illumination du tube à néon S n'a pas été enregistrée séparément, attendu qu'elle a lieu en synchronisme exact avec celle du tube-oreillette A. Sur la ligne supérieure nous voyons le fonctionnement normal du cœur, chaque systole auriculaire étant suivie peu de temps après par une systole ventriculaire. Dans le second diagramme le couplage électrique a été légèrement réduit, ce qui peut être comparé à l'effet d'un léger pin-

cement du faisceau de His. Quelques systoles ventriculaires manquent *irrégulièrement*. Comme la durée de transmission entre l'oreillette et le ventricule a été fixée une fois pour toutes par le système à retardement R, le retard graduellement croissant de la systole ventriculaire au début du blocage que l'on observe dans le cœur humain, ne peut pas être reproduit par le modèle tel qu'il est présenté ici. Toutefois, nous sommes convaincus que si ce système à retardement était remplacé par un autre consistant en un filtre

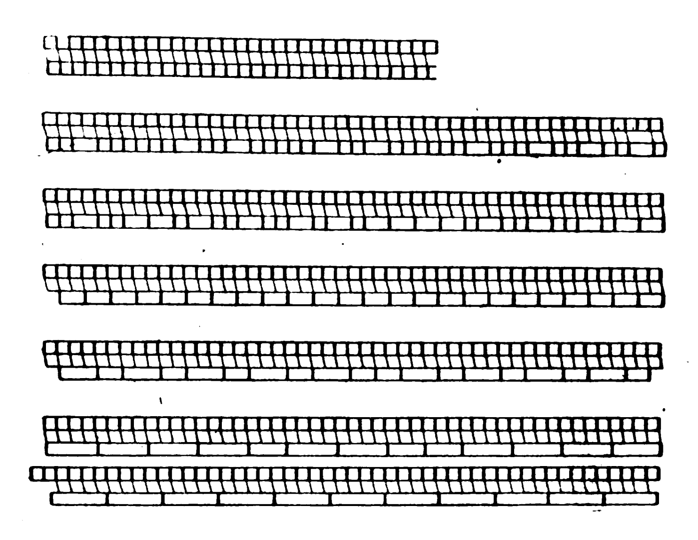


Fig. 9. — Représentation graphique des observations du battement du cœur artificiel en diminuant graduellement le couplage entre oreillette et ventricule. Le développement du blocage 2 : 1, 3 : 1 et 4 : 1 ainsi que du blocage complet est montré de façon très claire.

composé de condensateurs et de résistances et susceptible d'adoucir une onde à front raide, le retard graduel de la systole ventriculaire au début du blocage du cœur, serait également reproduit par notre modèle. Dans le troisième diagramme de la figure 9, le couplage électrique a été diminué encore davantage et de même dans le quatrième diagramme dans lequel nous observons un blocage du type 2 : 1. Ceci est un exemple caractéristique de la propriété de démultiplication de fréquence (ou synchronisation automatique d'une oscillation de relaxation sur le second harmonique inférieur — octave inférieur — d'une force extérieure périodique), que nous avons décrite dans le paragraphe 3. Dans le cinquième diagramme

de la figure 9 où le couplage a été réduit encore davantage (le faisceau de His pincé de plus en plus fort), nous trouvons un blocage alternatif 3 : 1 et 4 : 1 et enfin le dernier diagramme dans lequel



Fig. 10. — Exemple d'un électrocradiogramme du cœur artificiel. On peut voir facilement le sommet P et le complexe QRS. Le sommet T cependant ne s'y trouve pas, à cause de l'insuffisance des données actuelles relatives à son origine.

le couplage électrique a été entièrement supprimé, représente un blocage complet. Ici le ventricule n'est plus du tout couplé à

Fig. 11. — Electrocardiogrammes du cœur artificiel obtenus en diminuant graduellement le couplage entre les systèmes A et V (le pincement du faisceau de His). Le développement du blocage 2 : 1, 3 : 1 et 4 : 1 ainsi que du blocage complet est montré de façon très claire.

l'oreillette. En conséquence, l'oreillette est toujours commandée de la manière normale par le sinus (exemple de synchronisation automatique d'une oscillation de relaxation par une force électromotrice extérieure) mais l'oscillation de relaxation du ventricule est

entièrement libre, nullement contrôlée par l'oreillette et par conséquent se produit avec sa propre période de relaxation.

Une série d'électrocardiogrammes de ce cœur artificiel a été prise à l'aide d'un amplificateur à couplage par résistance et capacité spécial pour très basses fréquences. Les bornes de sortie de cet amplificateur étaient reliées à un oscillographe de Cambridge et le film du battement de cœur normal ainsi obtenu est reproduit dans figure 10. Les petites bosses sont dues aux systoles auriculaires et les pointes aiguës aux systoles ventriculaires. Les accidents P, Q, R, S sont par suite tous présents dans notre système, mais l'accident T manque évidemment d'une façon complète ; ceci provient de l'ignorance où l'on est (du moins à notre connaissance) de la cause qui produit le T dans les électrocardiogrammes, ce qui nous a empêché de représenter dans notre modèle cette partie du mouvement du cœur.

Dans la figure 11 nous reproduisons 9 films provenant d'une expérience analogue à celle dont la figure 9 nous a donné la représentation schématique au moyen des éclats de lampes à néon. Ici encore les particularités du blocage du cœur partiel ou total sont imitées par notre modèle et ces films présentent une ressemblance frappante avec les électrocardiogrammes relevés sur le cœur humain.

6b. — *Extra-systoles.*

Notre cœur battant à la manière normale, nous pouvons, à l'aide de la troisième clé Ee de la figure 6, donner une petite impulsion électrique sur le ventricule. Si l'on donne cette impulsion, immédiatement après une systole ventriculaire, on observe que rien ne se produit. C'est que le ventricule est encore dans sa période *réfractaire*, le condensateur du système V n'est pas encore chargé à un potentiel tel que la force électromotrice qui lui est appliquée, puisse amener la différence de potentiel totale à atteindre le potentiel de décharge de la lampe à néon. Si nous répétons cette même expérience un peu après une systole ventriculaire, nous observons un éclat de la lampe V : c'est que le ventricule est maintenant sorti de sa période réfractaire. Lorsque cet éclat a eu lieu et que nous avons par conséquent produit une extra-systole ventriculaire, le condensateur se décharge à travers le tube à néon de la manière normale

jusqu'au potentiel pour lequel cesse la décharge à travers le gaz et nous retrouvons ainsi la fameuse loi *du tout ou rien :* une excitation, ou bien n'a aucun effet ou bien donne lieu à une systole complète. Si nous cherchons quelle est la grandeur de l'excitation nécessaire pour obtenir une extra-systole ventriculaire en fonction de la phase de l'excitation dans le cycle, nous trouvons que cette excitation décroît exponentiellement lorsque la phase augmente comme on pouvait s'y attendre, d'après ce fait que le condensateur se charge à travers la résistance suivant une loi exponentielle. La grandeur de

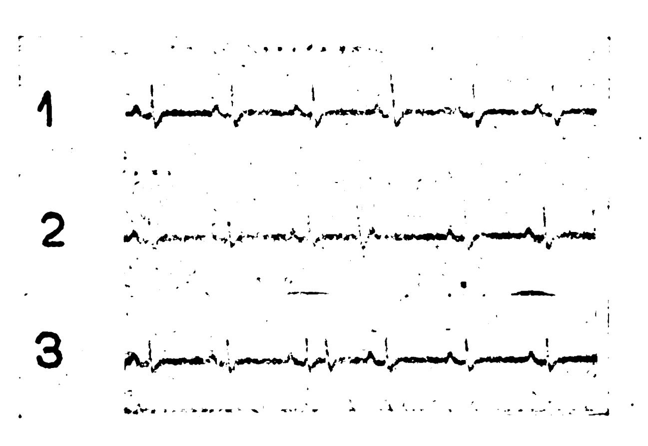


Fig. 12. — Extrasystoles ventriculaires.

1. Rythme normal ;
2. Extrasystole ventriculaire tardive ayant pour effet que le ventricule est encore réfractaire à l'arrivée de la première excitation suivante provenant de l'oreillette ;
3. Extrasystole ventriculaire se produisant *peu de temps* après une systole ventriculaire normale ; ici la période réfractaire du ventricule est terminée quand le premier stimulus normal suivant arrive de l'oreillette et on obtient donc une systole ventriculaire interpolée.

l'excitation E nécessaire pour produire une extra systole en fonction du temps t compté à partir de l'époque de la dernière systole est par suite représentée par la formule

$$E = Ae^{-\frac{t}{cR}} - B$$

(où A et B sont des constantes et $A > B$) que l'on déduit immédiatement de la manière suivant laquelle un condensateur est chargé à travers une résistance. Sans aucun doute une loi analogue s'applique au cœur humain.

Considérons la figure 12 où le film No 1 représente de nouveau

un électro-cardiogramme de notre cœur artificiel battant d'une manière normale. Le film No 2 montre une extra-systole ventriculaire donnée peu de temps avant l'arrivée d'une impulsion provenant de l'oreillette. On voit que la systole auriculaire suivante trouve le ventricule encore dans sa période réfractaire, de sorte qu'il ne donne pas lieu à une systole ventriculaire normale. Au contraire. lorsque comme dans le film No 3, l'extra-systole ventriculaire a lieu plus tôt dans le cycle, la systole auriculaire suivante *produit un effet* et donne lieu à une systole ventriculaire normale, de sorte

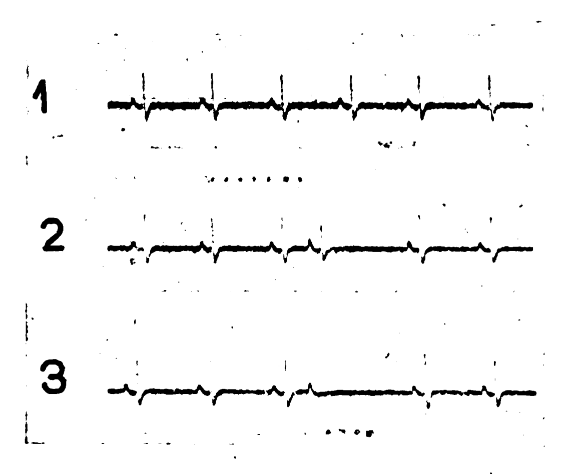


Fig. 13. — 1. Rythme normal ;
2. Extrasystole auriculaire (avec systole correspondante du ventricule) ;
3. Extrasystole auriculaire (le ventricule est encore dans sa période réfractaire).

Remarquez l'amplitude augmentée de la systole ventriculaire normale qui suit.

que nous nous trouvons dans le cas d'une systole ventriculaire *interpolée*.

De même dans la figure 13, le film 1 représente le cœur battant normalement. Dans le film 2, une extra-systole auriculaire est obtenue à l'aide de la seconde clé E_A de la figure 6. Ici encore l'extra-systole auriculaire est suivie après le temps normal par une systole ventriculaire, mais un intervalle de temps dit *période compensatrice* s'observe après cette extra-systole auriculaire, de telle sorte que la suivante se produit à l'époque normale rigoureusement déterminée par la fréquence du sinus. Le film 3 représente le même

cas, avec cette différence que l'extra-systole auriculaire a été causée un peu plus tôt que dans le film 2, par suite cette extra-systole trouve le ventricule encore dans sa période réfractaire et dans ces circonstances *n'est pas suivie* par une extra-systole ventriculaire ; le

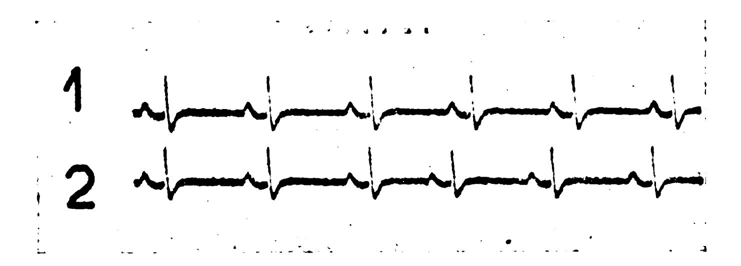


Fig. 14. — 1 Rythme normal ;
2. Extrasystole du sinus troublant le rythme entier du cœur

potentiel du condensateur V n'est pas encore assez élevé pour atteindre, même avec l'addition de la force électromotrice normale provenant du condensateur A, le potentiel de décharge du tube à néon V.

La figure 14, film No 1 donne les battements normaux du

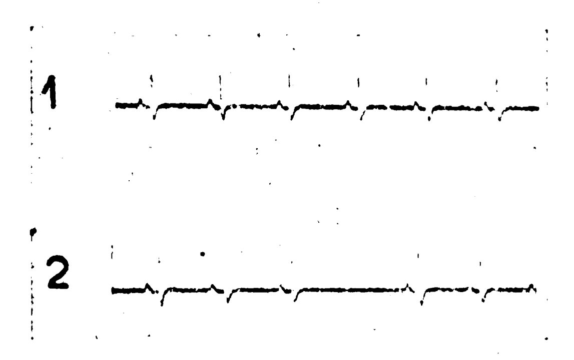


Fig. 15. — 1. Rythme normal ;
2. Blocage sino-auriculaire.

cœur, film No 2, montre les événements en cas d'une *extra systole du sinus*.

Il est clair, que le rythme original est perdu, comme dans le cœur humain.

Un cas caractéristique de *blocage sino auriculaire* est donné par la figure 15 où le premier film représente de nouveau le cœur bat-

tant normalement et le second le blocage en question. Finalement nous reproduisons figure 15, un électro-cardiogramme du cœur humain pris dans les trois dérivations normales (No 1, 2, 3), avec le même amplificateur spécial qui avait été employé dans les expériences sur le cœur artificiel et le même oscillographe de Cambridge, qui est plus rapide et donc plus exact qu'un galvanomètre à corde. Au moyen de ce même amplificateur spécial, nous pouvions obtenir le contrôle d'un tube à néon par le cœur humain. Une ou deux fois, cela dépendait de la tension aux bornes, le tube éclairait à chaque battement du cœur.

7. — *Considérations et suggestions finales ou nouvelles possibilités.*

L'analogie profonde existant entre le fonctionnement de notre modèle et le battement du cœur de mammifère ne laisse aucun doute que le point de vue exposé dans les paragraphes précédents et d'après lequel le battement du cœur serait une oscillation de relaxation ne soit juste. Pour cette raison, et sans même entrer dans des considérations détaillées relatives aux phénomènes nerveux, physiques et chimiques du cœur, on peut dire sans danger, que ce qui, somme toute détermine la période du cœur, est un temps de diffusion (une durée de relaxation). Comme nous l'avons dit plus haut, le modèle décrit ne représente qu'une approximation générale du fonctionnement du cœur et il pourrait être développé en différents sens, considérant alors le cœur comme ayant plus de 3 degrés de liberté.

De plus une réduction de la force électromotrice de la batterie connectée au modèle, diminue le tonus, et bientôt un point est atteint pour lequel notre cœur électrique ne bat plus du tout. Dans ces conditions le système se comporte exactement, du moins en ce qui concerne l'action d'un stimulus extérieur sur ce dernier, comme un muscle ordinaire. En effet un *muscle strié* peut être représenté par ce qu'on pourrait appeler un *câble de relaxation* dont nous espérons pouvoir parler dans une autre communication.

Pour terminer nous donnons quelques autres désordres possibles établis principalement sous forme mathématique et tous vérifiés à l'aide de notre modèle. Il est possible que ces anomalies ont été ou seront trouvées de même dans le cœur humain.

Il s'ensuit des considérations exposées ci-dessus que deux faits différents peuvent être la cause d'un blocage partiel du cœur :

a : l'amplitude du stimulus transmis par le faisceau de His et abordant le ventricule est plus petit que normalement ;

b : la période de relaxation propre du ventricule est allongée.

Ces deux causes peuvent produire exactement les mêmes anomalies

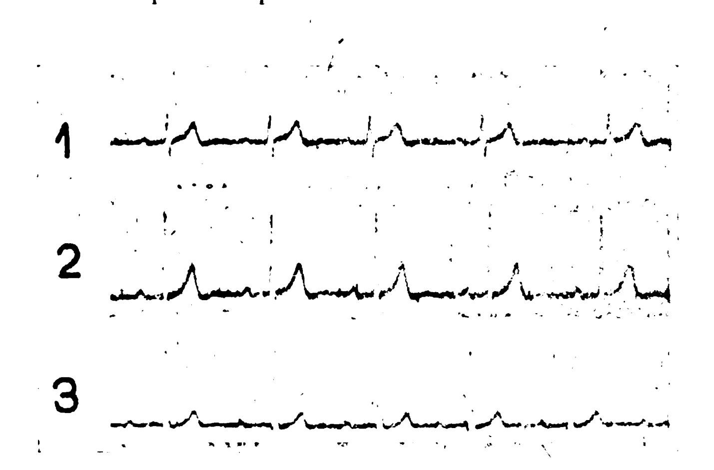


Fig. 16. — Electrodiogramme d'un cœur humain pris dans les trois positions habituelles I, II et III à l'aide d'un amplificateur spécial pour fréquences très basses et un oscillographe de Cambridge.

dans le fonctionnement du cœur, on trouvera peut-être des moyens de les distinguer.

Mais de même, une accélération de la période propre du ventricule peut avoir pour résultats quelques anomalies ayant certaine ressemblance à une combinaison de blocage du cœur avec des extrasystoles ventriculaires. Ces anomalies se produisent particulièrement quand la période de relaxation propre du ventricule est légèrement plus longue ou plus courte que la période du sinus, et quand la transmission par le faisceau de *His* est faible. Dans la figure 17 par exemple des systoles auriculaires et ventriculaires sont représentées. Les parties hachurées, suivant les systoles ventriculaires représentent la durée de la période réfractaire telle qu'elle est déterminée entre autres par l'amplitude du stimulus transmis par le faisceau de *His*. Soit :

T_1 = la période du stimulus transmis par le faisceau de *His*.
T_2 = la période de relaxation propre du ventricule.
P = durée de la période réfractaire.

Fig. 17, n°s 1, 2, 3 et 4 représentent différents effets d'extra systoles. Les durées de T_1, T_2 et P sont indiquées à côté des figures en unités arbitraires. Dans cette figure 17 $T_2 > T_1$ c'est-à-dire, le

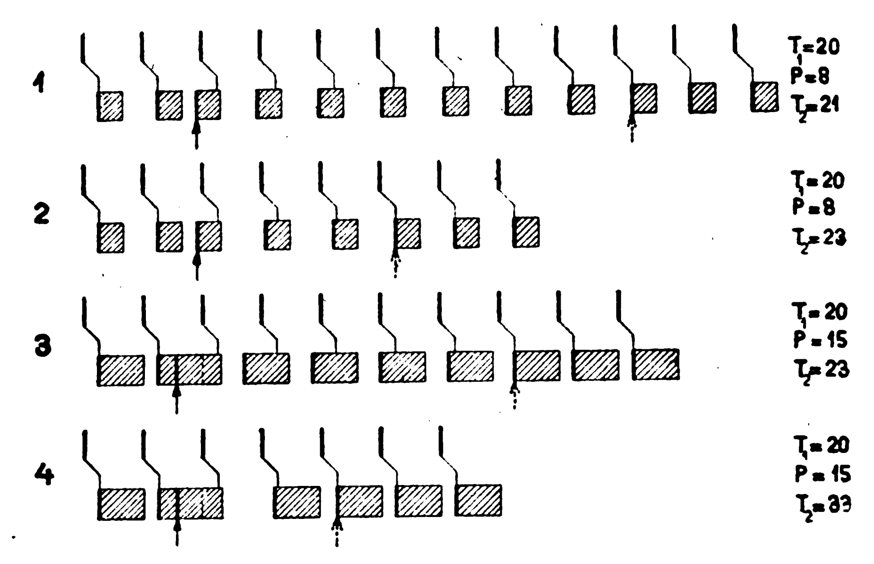


Fig. 17. — Périodes transitoires se développant après une extrasystole ventriculaire produite au moment indiqué par la première flèche. Ce n'est qu'au moment indiqué, pour la seconde flèche (en pointillé) que le battement périodique normal du cœur se reproduit.

Les événements représentés par cette figure ont été calculés et vérifiés expérimentalement à l'aide du modèle et se produisent à la condition que la période de relaxation propre du ventricule T_2 soit plus grande que celle de l'oreillette.

ventricule battrait, s'il était libre, plus lentement que l'oreillette. Dans ces circonstances une extrasystole ventriculaire peut perturber temporairement (en langage mathématique phénomènes transitoires) le rythme. L'extra systole est indiquée chaque fois par une flèche, tandis que les flèches pointillées indiquent le moment où le cœur recommence à fonctionner normalement.

Les anomalies des figures 17 et 18 ont été établies en se basant sur une transmission strictement unidirectionnelle par le faisceau de His et ces figures montrent clairement que certaines de ces anomalies ressemblent quelque peu aux *contractions rétrogrades*.

On voit dans la figure 17, n° 1, que pour les durées indiquées, le rythme normal ne s'est rétabli après l'extrasystole, qu'au bout de 7 systoles auriculaires.

Pour l'instant auquel se produit l'extrasystole de n° 2 et pour les durées correspondantes de T_1, T_2 et P la période transitoire dure environ le temps de 3 contractions de l'oreillette. De même, dans les n°s 3 et 4, environ 5,5 et 2,5 périodes auriculaires sont respectivement nécessaires pour que le fonctionnement normal soit rétabli.

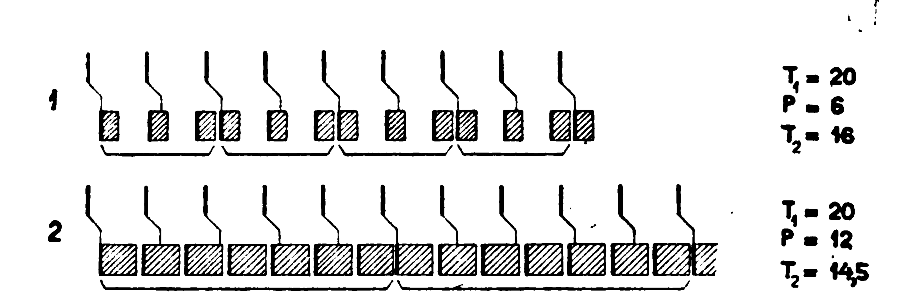


Fig. 18. — Quelques cas possibles (établies théoriquement et vérifiées expérimentalement à l'aide du modèle) si la période de relaxation propre du ventricule T_2 est légèrement plus courte que la période auriculaire T_1. Les parties hachurées indiquent (ainsi que dans la fig. 17) la période réfractaire du ventricule : Le N° 1 particulièrement montre le cas ou la période fondamentale du rythme n'est pas égale à la période de l'oreillette, mais est deux fois plus longue. Ici, trois systoles ventriculaires se produisent dans le temps de deux systoles auriculaires. La dernière systole ventriculaire dans chaque période fondamentale a quelque peu l'air de produire une contraction « rétrograde » de l'oreillette.

Finalement, dans la figure 18, deux anomalies possibles sont représentées. Ici $T_2 < T_1$, c'est-à-dire la période propre du ventricule est plus courte que la période de l'oreillette. De la sorte, il est possible que la période fondamentale du système complet consiste en un nombre entier, de systoles auriculaires c'est-à-dire le phénomène ne se répète exactement qu'après par exemple. 4 ou 5 ou 6.. contractions auriculaires. Cette période fondamentale est indiquée par les acollades sous chaque dessin. Nous trouvons donc la possibilité de blocage 2 : 3 ou 5 : 7. Nous ne pouvons pas dire si ces phénomènes se produisent dans le cœur humain.

Du fait que quand

$$T_2 < T_1,$$

une contraction ventriculaire imposée, ne peut se produire que quand le stimulus du faisceau de H*is* aborde le ventricule en dehors de sa période réfractaire, il s'ensuit que la période fondamentale T, où

$$T = nT_1,$$

est déterminée par les *inégalités diophantiques* suivantes :

$$P < (nT_1 - mT_2) < T_2,$$

où n et m sont tous deux des nombres entiers et n le nombre le plus petit possible pour satisfaire aux inégalités.

Résumé. — Les §§ 1 et 2 traitent des propriétés principales des oscillations sinusoïdales et de relaxation, tandis qu'au § 3 on expose plus particulièrement les propriétés caractéristiques des oscillations de relaxation :

1. forme non sinusoïdale ;
2. fréquence fixée par un temps de relaxation (constante de temps) ;
3. grande facilité de synchronisation sous l'influence d'une force électromotrice périodique extérieure.
4. la fréquence peut donc être sujette à des variations importantes, l'amplitude par contre est absolument constante.

Au § 4, on indique un système basé sur la conception que les battements du cœur sont des oscillations de relaxation, ce qui explique les propriétés du rythme cardiaque et ses anomalies (système à 3 degrés de liberté).

Le § 5 donne une description du modèle électrique qui montre, au moyen d'oscillations de relaxation produites par des tubes à néon, les propriétés rythmiques du cœur sain et anormal. L'activité de chaque partie du cœur correspond à l'illumination des tubes à néon.

Le § 6 décrit les expériences exécutées à l'aide de ce modèle et montre des électrocardiagrammes du rythme normal, d'un blocage partiel et complet du cœur et les différents types d'extrasystoles.

Au § 7 on conclut : la période du rythme cardiaque est fixée par un temps de relaxation (ici un temps de diffusion) et l'on expose en outre quelques nouvelles anomalies possibles pouvant être exécutées par le modèle et pouvant être établies théoriquement, mais qui, autant que nous sachions, ne sont pas encore découvertes sur le cœur ou reconnues comme telles.

L'ÉVOLUTION ET L'AVENIR DES HAUT-PARLEURS, EXEMPLES DE PRINCIPES NOUVEAUX : HAUT-PARLEURS ELECTROSTATIQUES [1].

Par P. TOULON,
Ingénieur Conseil.

SOMMAIRE. — Le haut-parleur a pris aujourd'hui une importance considérable, non seulement pour la réception des radio-concerts et la diffusion des discours, mais encore pour la reproduction et même la synthèse de la musique. L'auteur essaye de définir les propriétés que doit remplir le transformateur idéal d'énergie électrique en ondes sonores. Il constate que tous les appareils réalisés jusqu'ici sont basés sur des principes analogues, c'est-à-dire : moteurs à palettes ou électro-magnétiques, entrainant soit une membrane de petites dimensions reliée à un cornet, soit un diffuseur. Si les appareils actuels sont déjà suffisants dans certains cas, ils comportent encore de très nombreux défauts, car les difficultés pratiques à surmonter pour atteindre la perfection sont considérables. L'auteur se demande si le progrès de demain consistera à perfectionner la technique des appareils actuels, ou au contraire si l'on devra faire appel à des principes entièrement différents et nouveaux. Parmi les systèmes encore peu étudiés jusqu'ici, il signale l'intérêt que présente le haut-parleur électrostatique. Le rendement et la puissance de l'appareil sont considérablement améliorés grâce à l'emploi d'un champ excitateur électrostatique très élevé. L'auteur présente divers instruments qu'il a étudiés en collaboration avec M. Charlin et les fait fonctionner, soit comme haut-parleur, soit comme microphone.

Il est quelquefois intéressant de sortir du cadre étroit où les nécessités financières limitent l'industrie, et de jeter un coup d'œil rapide sur le passé et sur l'avenir, d'envisager pour les problèmes des solutions entièrement nouvelles. Si quelques-unes semblent aujourd'hui trop hardies, elles pourront sans doute entrer demain victorieusement dans le domaine de la pratique, lorsque les quelques difficultés matérielles, qui les empêchaient d'éclore, auront été résolues.

Il est surtout intéressant de retourner le problème sous toutes ses faces, et de bien comprendre la cause et la portée des obstacles que l'on rencontre, car on trouve ainsi presque toujours, et par là-même, la solution qui permet de les contourner. Et c'est ce que

(1) Conférence faite à la S.A.T.S.F., le 17 avril 1928.

nous essayerons de faire aujourd'hui, en étudiant d'abord les propriétés que doit posséder le haut-parleur idéal, puis les qualités et les défauts rencontrés dans les appareils actuels. Nous examinerons enfin certaines solutions qui permettront peut-être un jour d'y remédier. Parmi les appareils les plus originaux comme conception, nous examinerons spécialement le haut-parleur électrostatique.

M. Charlin, qui a étudié avec moi ces instruments, a bien voulu les présenter en fonctionnement à la séance du 17 avril 1928, et nous le remercions vivement, de cette intéressante démonstration.

Nous avons imaginé ces appareils (1) pour remédier à certains inconvénients des haut parleurs actuels ; mais nous nous sommes vite aperçu que leur principe n'était pas entièrement nouveau. Sans faire ici l'exposé historique de cette question, qui serait fastidieux et risquerait d'être incomplet, disons seulement que les idées directrices ne datent pas d'aujourd'hui : Le microphone électrostatique semble avoir été indiqué pour la première fois par Bell en 1898 et c'est sans doute Langmuir en juillet 1914 qui a préconisé le premier l'emploi d'un champ excitateur auxiliaire, dont on verra l'importance par la suite.

I. — Considérations générales sur la transformation des ondes électriques en ondes acoustiques.

Dans un précédent article M. Lecorbellier vous a exposé quelles applications très intéressantes on pouvait faire à la théorie des haut-parleurs, des formules utilisées en électrotechnique, et les analogies frappantes qui existaient entre la propagation de l'onde électrique et de l'onde acoustique.

Il est remarquable de constater que ces formules vérifient *a posteriori* un certain nombre de données dont les constructeurs ont eu au préalable, soit intuitivement, soit expérimentalement le secret depuis longtemps déjà.

Si l'on met des nombres à la place des lettres dans ces formules très commodes, on voit bien vite que la principale difficulté rencontrée dans la transformation de l'énergie électrique en ondes sonores provient de la très faible densité de l'air.

Combien les constructeurs de haut-parleurs auraient été plus heureux si nous étions des poissons, vivant dans un milieu ayant une masse beaucoup plus élevée, comme l'eau par exemple.

(1) Brevet 631.630 du 23 juin 1926.

Mais il faut nous résigner, encore pendant longtemps, à vivre dans une atmosphère n'ayant qu'une masse de 1 gr. 293 par litre et par conséquent les machines dynamo-électriques qui transforment la puissance électrique en puissance acoustique (et le haut-parleur doit être considéré comme étant cette véritable machine) auront encore pendant de nombreuses années un rendement déplorable : réactance électrique, réactance mécanique, conserveront longtemps une valeur prépondérante par rapport à la force magnéto-motrice ou acoustico-motrice, et ce qui est plus grave encore, cette résistance sera variable avec la fréquence.

Le haut-parleur électrostatique, grâce à la masse infiniment réduite de sa membrane qui est attaquée à la fois par tous ses points, est peut-être l'instrument dont on peut espérer qu'il se rapprochera le plus un jour ou l'a tre de ce transformateur de puissance idéal, et c'est pourquoi je pense qu'il ne doit pas être perdu de vue, bien qu'actuellement on n'ait pas su lui trouver la forme adéquate pour une utilisation pratique.

Il y a peu de temps encore on ne connaissait pas de triodes à grand débit et la puissance dont on pouvait disposer pour alimenter les haut-parleurs était limitée à celle d'un microphone à charbon.

C'est donc le désir d'accroître avant tout la sensibilité des appareils qui a poussé les premiers chercheurs et intentionnellement ils introduisaient dans leurs instruments des résonances favorables situées en plein milieu de l'échelle musicale.

Tel haut-parleur était considéré comme meilleur que son voisin parce qu'il était plus bruyant.

Il n'en'est plus du tout de même aujourd'hui que l'on possède les triodes, donc une source de puissance pratiquement illimitée, et cette question de la sensibilité est passée tout à fait au second plan.

II. — Les qualités d'un bon haut-parleur.

Ce dont on doit se préoccuper aujourd'hui est avant tout la fidélité, la puissance maximum disponible et enfin la bonne répartition du son dans les différents azimuts.

Ces qualités requièrent des conditions tout à fait différentes de la sensibilité, et c'est ce qu'il est utile de ne pas perdre de vue.

Si le désir d'entendre les postes les plus éloignés, aussi bruyamment que possible, a fait momentanément l'enthousiasme des virtuoses de la T.S.F., je pense, pour ma part, qu'il est souhaitable

maintenant de réagir et c'est principalement vers la qualité musicale des auditions que doit se porter notre effort.

Car si une qualité médiocre suffit pour reconnaître la voix humaine et pour repérer les postes, elle est toujours très loin de satisfaire les oreilles des musiciens. La médiocrité des auditions fournies par un certain nombre d'appareils de réceptions et qui s'étalent chez beaucoup de fabricants, a conduit à restreindre la vente et à jeter le discrédit sur cette nouvelle science, plutôt qu'à la développer dans les milieux qui devaient être les principaux intéressés.

Heureusement les vrais amis de la T.S.F. ont presque tous chez eux un poste bricolé qui leur donne en secret des résultats musicaux bien meilleurs, et qu'ils sont heureux de montrer à quelques amis intimes.

En commençant cet article je pense qu'il n'est pas inutile de bien définir scientifiquement ce que nous entendons par ces mots : fidélité, puissance, diffusion

Qu'est-ce que la fidélité?

C'est la reproduction conforme à la vérité.

On a beaucoup parlé ces derniers temps de la courbe de réponse d'un haut-parleur, c'est-à-dire l'intensité de son qu'il est capable de fournir, en fonction de la fréquence, pour une force électromotrice constante, appliquée entre ses bornes.

D'abord est-il exact qu'un haut-parleur ayant une courbe de réponse rigoureusement constante depuis la fréquence 0 jusqu'à l'infini, soit susceptible de donner une reproduction musicale parfaitement fidèle ?

Théoriquement cela peut paraître vrai à première vue. Quand on examine en détail la question ou expérimentalement on s'aperçoit bien vite que cela n'est pas vrai, généralement pour plusieurs raisons : 1° le haut-parleur est très souvent un multiplicateur de fréquence : Quand on lui applique par exemple un courant intense à la fréquence de 50 périodes par seconde, ce n'est pas cette fréquence mais la plupart du temps les harmoniques 100.150, que l'on entend ; car la sensibilité de l'oreille est beaucoup plus élevée dans certaines parties du spectre acoustique.

2° La réponse acoustique du haut-parleur n'est pas proportionnelle à la charge ; c'est-à-dire si l'on applique à une fréquence donnée, des puissances progressivement croissantes, le volume de son produit par l'appareil n'augmente pas en général dans la même proportion.

3° Enfin si le haut-parleur, recevant une puissance donnée, à une

fréquence donnée, on vient superposer une autre fréquence, la puissance acoustique correspondant à la première fréquence peut ne plus rester la même.

Mais il y a plus : on entend souvent dire qu'il suffit de reproduire correctement les fréquences entre 80 et 5.000 périodes par seconde pour avoir une reproduction fidèle. Si l'on veut une bonne compréhension, cela est largement suffisant.

On peut même aller beaucoup plus loin ; et certains ingénieurs des Postes et Télégraphes, qui sont passés maîtres dans l'art de l'économie, arrivent à limiter notre voix entre 300 et 2.000 périodes par seconde sans que le patient, c'est-à-dire l'abonné ait trop à en souffrir. On prétend même que le nombre des erreurs résultant d'un défaut d'intelligibilité est ainsi notablement réduit ! Mais la musique ainsi coupée en morceaux n'a plus qu'un très pâle reflet de l'original ; et il faut être bien audacieux pour avoir la prétention de faire passer à travers les lignes pupinisées, dont la sage et économe administration nous dote aujourd'hui, une musique qualifiée d'excellente comme l'ont fait à certaines époques certains postes d'émission !

Le problème est déjà suffisamment difficile en radiotélégraphie, où les limites de fréquences transmissibles sont beaucoup plus étendues, pour ne pas y ajouter la complexité d'un réseau de câbles.

Notre oreille permet de ressentir des impressions dont la fréquence est très inférieure à 80 périodes par seconde, et très supérieure à 5.000 périodes par seconde.

La sensibilité est alors très réduite, mais ce sont précisément ces fréquences qui donnent à la musique son caractère et son timbre. Pour se convaincre de ce que je viens de vous dire il nous suffit d'alimenter énergiquement certains haut-parleurs capables de reproduire ces fréquences, par exemple un haut-parleur électrodynamique approprié soit avec du courant à 20 périodes par seconde provenant d'un alternateur, soit avec du courant à 15.000 périodes par seconde, provenant d'un générateur à lampe.

Dans un cas comme dans l'autre, notre organisme ressent une impression très nette, vibration de notre poitrine et sensation d'un souffle puissant dans le premier cas, pression sur les tempes et sensation d'immobilisation souvent douloureuse dans le second cas.

Si l'on faisait une comparaison avec les ondes lumineuses, on pourrait dire qu'aux sept couleurs de l'arc en ciel, nous enlevons le violet, l'indigo, l'orange et le rouge. Que diriez-vous d'une figure où il ne resterait plus que du bleu, du vert et du jaune? C'est cepen-

dant à ce martyre que sont soumises quotidiennement nos pauvres oreilles.

Ce sont ces fréquences extrêmes qui donnent à la musique son rythme, puisque vous savez que, dans l'école actuelle, elle est composée d'une succession d'accords consonnants et dissonnants. Si l'on veut reproduire la musique, non seulement il ne faut pas négliger les extrémités du spectre, mais il importe au contraire de les rétablir très énergiquement en raison du rendement médiocre de nos appareils de reproduction.

L'erreur est très analogue à celle que commettent les photographes, lorsqu'ils emploient une lumière artificielle filtrée par un écran bleu pour faire des reproductions en couleurs avec des plaques dites panchromatiques, mais dont la sensibilité est loin d'être suffisante dans la partie rouge du spectre.

La nécessité d'étendre la gamme des fréquences s'impose encore d'avantage, lorsque l'on étudie les régimes transitoires. Si le spectre est limité inférieurement ou supérieurement, la durée du régime transitoire est d'autant plus longue que l'on s'approche d'avantage de la limite.

L'étude de la transmission des courants alternatifs dans les lignes, qui fournit une copie fidèle des phénomènes qui se produisent dans la plupart de nos haut-parleurs, montre qu'il faut souvent un temps assez long pour que la fréquence imposée s'établisse. Cette durée du régime transitoire peut être considérable, et porter sur un grand nombre d'alternances ; elle altère profondément la reproduction musicale. C'est là le véritable motif pour lequel certains haut-parleurs, dont la courbe de réponse est relativement très bonne, entre certaines limites et soigneusement corrigée, donnent de magnifiques reproductions, lorsqu'il s'agit de sons soutenus, tels que flûte, hautbois, violon, etc. mais deviennent tout à fait médiocres lorsqu'il s'agit de reproduire des bruits, des chœurs ou même simplement le timbre de certaines voix humaines.

Lorsqu'on a affaire à un diffuseur, il faut encore tenir compte de la vitesse de propagation de l'onde le long de la membrane. Les régimes transitoires peuvent être très notablement déformés, parce que cette vitesse est limitée, et variable avec la fréquence.

Ce que nous venons de dire peut être illustré par des graphiques. (Voir figure 1).

La courbe supérieure représente la forme de la tension à 2.000 périodes par seconde appliquée brusquement à un circuit.

La courbe inférieure représente l'établissement du courant à cette

fréquence pour un système de transmission (ligne téléphonique, amplificateur, haut-parleur. le résultat est analogue) dont la fréquence maximum est limitée à 2.500 périodes par seconde. On voit qu'il

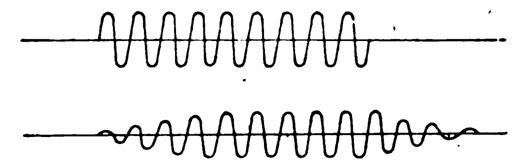


Fig. 1. — Etablissement d'un régime transitoire.

faudra par exemple 10 alternances pour que le régime puisse être considéré comme pratiquement établi.

En terminant il n'est pas inutile de rappeler qu'on se fait souvent une idée très fausse, de la fidélité d'un haut-parleur, lorsqu'on cherche à juger à l'oreille, parce que le courant qu'on lui applique est lui-même déformé.

Dans le cycle qui conduit de l'onde sonore initiale à sa reproduction, il suffit qu'un seul des éléments soit fautif pour compromettre le tout, et c'est ce qui rend l'étude de ces questions si pénible.

Tout ce que je vous ai indiqué notamment sur l'utilité de reproduire les notes très graves ou très aiguës est absolument illusoire, si le système qui le précède est complètement sourd pour ces fréquences. On ne peut apprécier un bon haut-parleur que sur une émission excellente et un excellent amplificateur.

B) *Puissance*. — Un bon haut-parleur doit être non seulement fidèle. mais suffisamment puissant pour l'usage auquel on le destine. A ce sujet on ne saurait trop attirer l'attention sur un principe bien connu, et que tous les gens de bon sens s'accordent à reconnaitre comme immuable, celui de la conservation de l'énergie.

Les ondes sonores à basse fréquence, les notes graves de l'orgue, par exemple, requièrent une puissance importante qui se chiffre par plusieurs dixièmes de watts. Etant donné le rendement toujours très faible de nos appareils, il est donc absolument impossible d'obtenir une reproduction comparable à l'original si le dernier étage de l'amplificateur ne fournit une puissance considérable. Même pour un haut-parleur d'appartement, il n'est pas exagéré, si l'on veut obtenir une belle audition, d'employer des triodes qui débitent normalement plus de 50 milliampères sous plusieurs centaines de volts. Il est bien évident que de semblables puissances ne peuvent être pra-

tiquement demandées qu'au secteur, et qu'une batterie d'accumulateur portative ou une batterie de piles sèches est rapidement vidée à ce régime. Il est bien évident également que des triodes fonctionnant avec 80 volts ou des lampes bigrilles ordinaires ne peuvent donner que des résultats très médiocres, quoiqu'en disent les engageants prospectus d'un grand nombre de constructeurs. On peut effectivement avec trois milliampères sous 80 volts, dans un klaxon par exemple, donner l'impression de faire beaucoup de bruit; mais pour cela, il faut couper la tête à la musique, en rejeter le corps, et la déformer encore par des résonances qui sont analogues à des verres grossissants.

Je m'empresse d'ajouter que cette puissance considérable n'est nécessaire qu'au dernier étage, et que les étages précédents ne requièrent qu'une puissance 20 fois plus faible; c'est le motif pour lequel il est si avantageux d'extraire du poste de T.S.F. les deux derniers étages d'amplification à basse fréquence, et de les alimenter sur le secteur par des valves à gros débit. C'est ce que devraient faire tous les amateurs de musique.

C) *Répartition du son.* — Enfin un bon haut-parleur doit diffuser le son également dans toutes les directions. Pendant longtemps on s'est adressé uniquement au cornet pour ébranler l'air, et les premiers haut-parleurs n'étaient que des récepteurs téléphoniques munis de pavillons. La théorie aujourd'hui bien établie de ces pavillons, montre que la fréquence la plus basse qu'il est possible de transmettre est liée à l'ouverture et à la longueur de l'instrument. Pour reproduire fidèlement les notes graves, il est ainsi nécessaire de recourir à des instruments dont la longueur atteint plusieurs mètres. L'onde sonore ainsi créée est alors presque unidirectionnelle, et pour la diffuser convenablement actuellement il faut la faire se réfléchir sur une grande surface, de forme convenable, et dont les dimensions soient en rapport avec celles de la longueur d'onde utilisée, c'est-à-dire extrêmement considérable. Ceci conduit à des dimensions prohibitives la plupart du temps, et qui ne sont solubles que dans des salles de concert spécialement construites dans ce but. Ces difficultés ont été résolues presque complètement par le diffuseur. Malheureusement, à d'autres points de vue, cet organe est généralement une source de nombreuses difficultés.

Il est enfin une autre question, dont on s'est peu préoccupé jusqu'ici, c'est celle de la direction du son, du relief acoustique, si l'on peut dire. Cette notion, vous le savez nous est donnée par le léger retard qui s'écoule entre l'instant où l'onde sonore frappe nos deux

oreilles, et le décalage entre les vibrations sonores entretenues, nous permet de dire de quel côté est l'instrument de musique. Des expériences effectuées il y a quelques années avec Perot et M. B. Lyot nous ont montré qu'avec deux écouteurs placés sur les deux oreilles et dont les tensions sont convenablement déphasées, on parvenait à localiser avec une précision d'une dizaine de degrés, la direction apparente du son. Nous avions proposé en 1919 de donner aux spectateurs d'une salle cette illusion à l'aide de deux haut-parleurs donnant des ondes unidirectionnelles et convenablement disposés dans la pièce. Sans aller si loin, je pense qu'il ne serait pas aujourd'hui prématuré de commencer, dans l'une de nos grandes stations d'émission, des essais de musique dirigée, et qu'elle rencontrerait un certain succès pour la réception au casque de reproductions théâtrales, si en vogue actuellement.

III. — Caractéristiques des haut-parleurs actuels.

Jusqu'à ce jour la transformation des courants électriques en ondes sonores, a toujours été réalisée par l'intermédiaire d'un organe mécanique, généralement une membrane, mise en vibration par une machine électrique.

C'est soit un moteur électromagnétique (à fer doux), soit un moteur électro-dynamique. (Bobine mobile dans un champ magnétique). Le rendement du groupe transformateur d'énergie, est donc caractérisé par deux rendements : celui du moteur électro-mécanique, puis celui du générateur mécano-acoustique. La première de ces machines est généralement relativement bonne, surtout lorsque la masse vibrante est faible. La seconde reste toujours très médiocre, à cause de la très faible masse de l'air et de son très grand coefficient d'élasticité. Etant donné que la fidélité est le point le plus important, les moteurs électro-dynamiques se montrent d'une incontestable supériorité. Il n'y a, avec eux, jamais multiplication de la fréquence, et une proportionnalité presque rigoureuse entre le courant et la force mécanique produite. Il existe plusieurs types d'appareils de ce genre : le haut-parleur Magnavox, le haut-parleur Gueritot-Décaux-Gaumont sont les plus connus et donnent de très bons résultats. Toutefois ces appareils sont d'un emploi délicat à cause de l'effet uni-directionnel accentué qu'ils présentent. Le haut-parleur électro-magnétique à diffuseur est plus conforme aux principes que nous avons énoncés précédemment. C'est le cas par exemple du haut-parleur Kellog et Rice, de la Compagnie française Thomson-Houston,

dont le diffuseur est particulièrement ingénieux. La membrane mobile est de dimensions relativement restreintes ; elle est donc très légère et peut suivre facilement les fréquences élevées ; mais les sons graves sont néanmoins reproduits avec fidélité, grâce à l'anneau de garde en bois épais et de grandes dimensions qui l'entoure, et qui empêche le court-circuit des fréquences basses, ainsi que M. Le Corbellier vous l'a exposé le mois dernier, et ainsi qu'on peut le vérifier facilement en supprimant instantanément cet anneau (1).

Que le moteur du haut-parleur soit à palette, ou qu'il soit électrodynamique, la présence d'un champ excitateur est nécessaire. La force d'attraction, dans le premier cas, la force d'enfoncement de la bobine dans le second cas, sont proportionnels à ce champ. Comme dans une dynamo, plus le champ est intense, plus le couple est élevé, plus la vitesse résultante peut être faible. Mais la masse inévitablement très élevée de la pièce mobile conduit à préférer les champs très intenses et les faibles vitesses pour obtenir un bon rendement. Nous retrouverons une propriété tout à fait analogue pour le champ électrique qui sert à l'excitation des haut-parleurs électrostatiques dont nous allons parler maintenant.

IV. — Principe du haut-parleur électrostatique.

Ce que nous avons dit précédemment conduit à penser que le haut-parleur idéal devrait avoir : Une très grande surface de diffusion, de façon à agir directement sur une masse d'air très importante, une inertie aussi faible que possible, de façon à suivre d'une façon fidèle les impulsions électriques qui lui seront communiquées, enfin recevoir son mouvement en tous les points de sa surface. Le haut-parleur électrostatique répond à ces conditions et c'est ce qui fait son intérêt.

L'appareil est constitué de la façon suivante (*Voir figure 2*) : deux grillages ou deux plaques métalliques perforées très rigides, A. et B., fixées à une faible distance l'une de l'autre, sont portées à une différence de potentiel très élevée, et fournissent dans l'intervalle qui les sépare un champ électrostatique très élevé.

Au centre de l'intervalle qui les sépare, une membrane très légère et conductrice, de grande surface M, est susceptible de se déplacer sous l'action des forces électriques auxquelles elle est soumise, et d'en-

(1) Cette expérience a été effectuée en séance le 17 avril, au cours de la réception d'un radio-concert.

traîner à travers le grillage l'air extérieur, c'est-à-dire diffuser le son produit.

La différence de potentiel alternative à fréquence musicale est appliquée entre les grillages fixes et la membrane mobile, à travers un gros condensateur. La membrane mobile prend ainsi automatiquement la tension continue qui correspond à sa position moyenne dans le champ constant et très élevé qui est continuellement appliqué

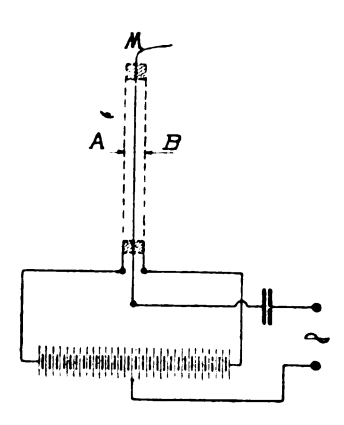


Fig. 2. — Schéma de principe du haut-parleur électrostatique.

entre les deux grillages. Si aucun courant alternatif ne lui parvient, elle reste au repos en équilibre.

Lorsqu'on applique brusquement à la membrane une différence de potentiel supplémentaire dV, elle est soumise à une force, proportionnelle à la fois à dV, et au champ H dans lequel elle est immergée. Cette force a pour effet de provoquer son déplacement, en entraînant l'air, et par suite en créant l'onde sonore. En se déplaçant la membrane engendre une différence de potentiel, qui serait précisément égale et opposée à dV si la masse était nulle et si elle était placée dans le vide, c'est-à-dire si elle ne subissait aucune réaction de la part de l'air extérieur. C'est dire que la machine est réversible, et peut fonctionner indifféremment comme microphone et comme haut-parleur (1).

(1) En l'absence de courant téléphonique variable, la force d'attraction est seulement la résultante de deux forces égales et de signe contraire :

$$F = \frac{KV^2}{e^2} - \frac{KV^2}{e^2} = 0. \qquad \begin{cases} F = \text{force d'attraction.} \\ V = \text{différence de potentiel auxiliaire.} \\ e = \text{distance entre plateaux.} \end{cases}$$

Si au contraire une différence de potentiel alternative faible se superpose au

La théorie peut en être faite exactement comme on le ferait pour une génératrice ou un alternateur. On trouve que la machine présente une force contre-électromotrice caractérisée pour chaque fréquence par ses deux composantes. On observe également pour chaque fréquence une résistance et une impédance caractéristiques. Je ne veux pas exposer ici ces formules compliquées. Je pense que les détails de construction des appareils que nous avons réalisés vous intéresseront d'avantage, bien qu'ils soient très loin de remplir les meilleures conditions, et que nous puissions faire actuellement beaucoup mieux si nous avions le temps de les recommencer.

V. — Description des haut-parleurs électrostatiques.

La force qui agit sur la membrane est d'autant plus élevée que le champ appliqué entre les plateaux est lui-même plus intense. Il est donc avantageux de disposer d'une tension très élevée entre les deux grillages, et qui atteint plusieurs milliers de volts.

Il y a quelques années, le problème aurait paru presque insoluble. On peut obtenir aujourd'hui très facilement ce résultat, et pour un prix minime, à l'aide d'un petit transformateur alimenté sur le secteur, de deux petites valves, et de deux condensateurs.

A défaut d'un appareil spécialement construit dans ce but, on peut utiliser un transformateur à basse fréquence, rapport 1/8 bien isolé.

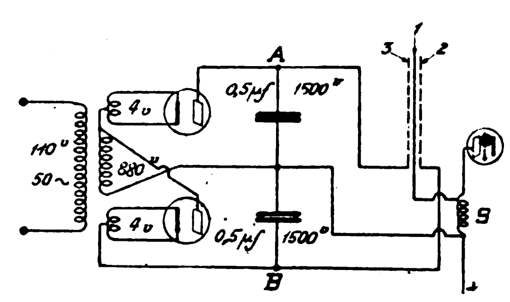


Fig. 3. — Production par le secteur du champ excitateur.

et des petites valves ordinaires, chauffées sous 4 volts, mais dont les culots soient bien isolés. L'ensemble est économique et peu encombrant.

---

champ constant, la membrane est soumise à la force :

$$F' = \frac{KV_0V}{e^2} + \frac{KVdV}{e^2} = \frac{2KVdV}{e^2}.$$

Le montage en doubleur de tension est particulièrement avantageux, et c'est celui que nous avons utilisé généralement (*Voir figure* 3). Les deux condensateurs sont connectés en série, et chargés alternativement par chacune des deux valves. Entre les bornes extrêmes des deux condensateurs A et B, on obtient ainsi une tension très élevée. Le transformateur 1/8 par exemple donne :

$$2 \times 880\sqrt{2} = 2400 \text{ volts environ.}$$

La tension téléphonique provenant du dernier étage d'amplification, est appliquée entre le point C, jonction des deux condensateurs, et la membrane mobile M.

La liaison est effectuée, soit à travers un transformateur, soit mieux au moyen d'une self très élevée, qui ne laisse passer que la composante continue du courant plaque du dernier étage.

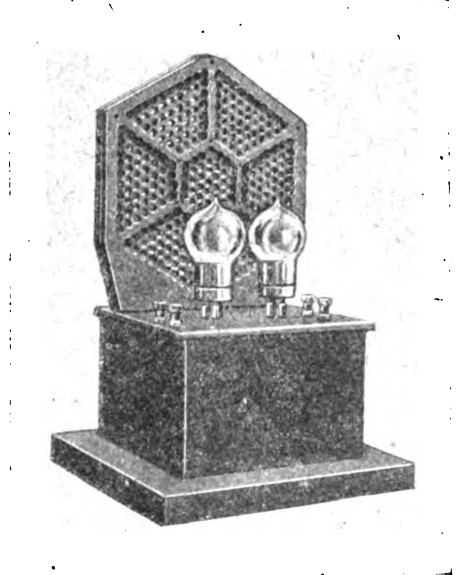


Fig. 4. — Aspect général du haut-parleur électrostatique.

La photographie n° 4 représente l'aspect général de l'appareil. Dans le socle sont disposés : le transformateur, les condensateurs et la self. Sur la face avant sont placées les deux valves. Le haut-parleur proprement dit, placé à l'arrière est monté dans une plaque épaisse de bakélite, qui s'embroche dans des douilles disposées à cet effet. La tension de 2.400 volts peut affoler certains esprits inquiets.

Selon certaines règles d'unification, généralement utiles, mais dont on a quelquefois à déplorer les étranges conséquences, elle devrait donner lieu à d'impressionnantes barricades. Que les timorés se rassurent ; qu'ils se souviennent, qu'en essuyant la peau de leur chat avec un chiffon en soie, ils produiront des volts par milliers ! Dans notre appareil, aucun danger n'est à craindre, pour plusieurs motifs : d'abord toutes les pièces soumises à la tension sont étroitement localisées, complètement enfermées, et il est absolument impossible de les toucher. D'autre part, les débits des valves sont extrêmement faibles, et même si l'on vient à toucher les pièces sous

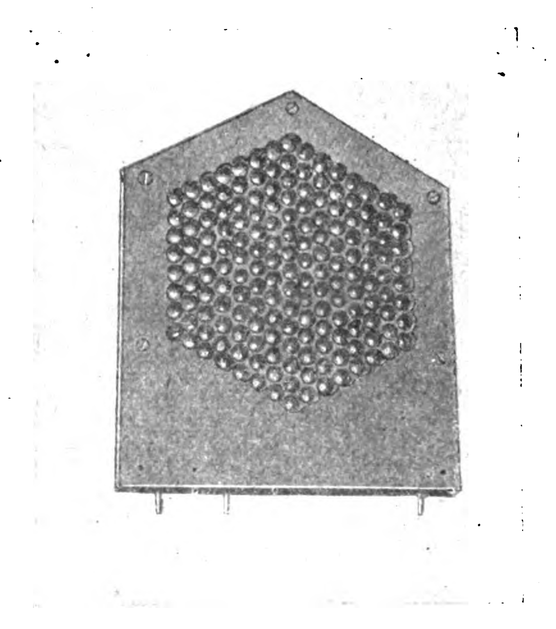


Fig. 5. — Diffuseur du haut-parleur

tensions (et cela nous est arrivé bien des fois) on en est quitte pour une forte commotion, analogue à celle que l'on éprouve lorsqu'on touche une bobine de Rumkorff, mais qui ne provoque pas de brûlures dangereuses.

La photographie n° 5 représente le haut-parleur détaché de son support. On aperçoit une série d'ouvertures coniques, qui ont été perforées dans la plaque de bakélite suivant des tracés réguliers. Au fond de ces trous on voit la membrane mobile, qui transmet à l'air les ondes sonores.

La figure 6 est une coupe schématique. La membrane mobile est

constituée par une feuille d'aluminium extrêmement mince, et dont la masse ne dépasse pas quelques grammes au mètre carré. Cette membrane est supportée de loin en loin et maintenue en équilibre à

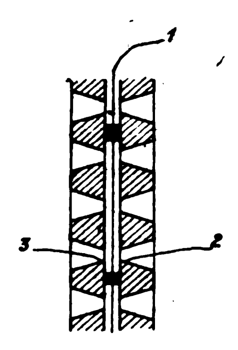


Fig. 6 — Coupe schématique du haut-parleur.

égale distance entre les deux grillages, au moyen de bandelettes de caoutchouc judicieusement réparties.

Les grillages eux-mêmes, qui produisent le champ excitateur,

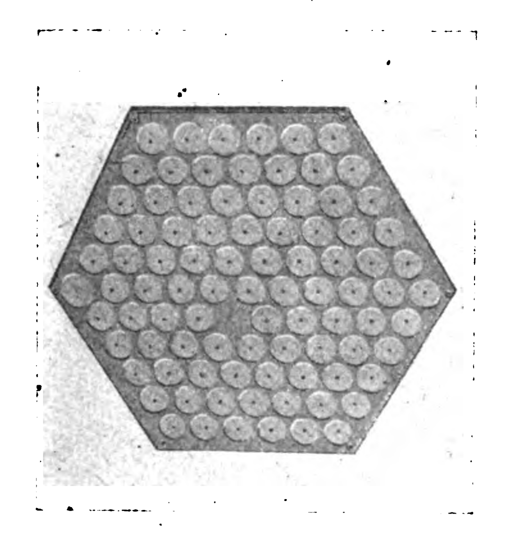


Fig. 7. — Vue intérieure de l'appareil montrant la suspension de la membrane mobile par du caoutchouc.

sont constitués par des feuilles de papier d'étain, 3 et 4. Ces feuilles sont solidement collées sur d'épais panneaux isolants, convenablement perforés pour laisser passer les ondes sonores produites par la membrane mobile, comme le représente la photographie n° 7.

Dans les premiers essais que nous avions effectués, nous nous étions contentés de tendre une toile métallique de part et d'autre de la membrane conductrice. Nous nous sommes rapidement aperçu que le grillage fléchissait et vibrait. Ceci est tout naturel. Si la membrane est, à un instant donné, sollicitée dans un sens par une force électrique, une réaction égale et opposée doit apparaître sur les supports, et ceux-ci peuvent se déformer notablement, s'ils ne sont pas extrêmement rigides. Avec le courant provenant d'un amplificateur de puissance, la force se chiffre par plusieurs dizaines de grammes, et peuvent provoquer un déplacement sensible des toiles métalliques, diminuant le rendement ou provoquant des résonances funestes pour certaines fréquences.

La surface du haut parleur peut être aussi grande qu'on le veut, et l'on peut en disposer côte à côte un nombre aussi grand qu'on le désire. Contrairement aux autres types d'appareils, on n'est pas limité par les dimensions et par la puissance, et les caractéristiques d'un élément se conservent quelles que soient les dimensions. Il est bien évident toutefois que pour chaque puissance électrique dont on peut disposer il y a une dimension d'appareil optima, de même qu'un moteur électrique doit être approprié à la puissance à fournir.

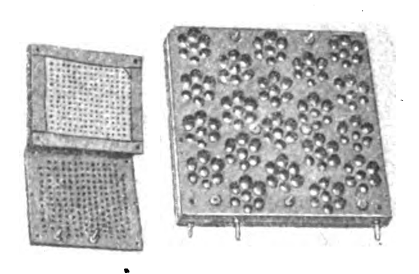


Fig. 8. — Différents types de microphones électrostatiques.

1/10 de watt par décimètre carré. On peut montrer que le rendement de l'appareil est d'autant plus élevé que le champ est lui-même plus intense (1).

L'appareil est réversible, et donne comme microphone de très

(1) Expériences effectuées en séance le 17 avril 1928.

bons résultats. Associé à un amplificateur à résistance, il permet d'obtenir une bonne modulation (1).

La photographie n° 8 représente divers appareils qui nous ont servi pour cet usage.

Signalons enfin que l'emploi d'un champ électrostatique auxiliaire très élevé, disposé comme nous l'avons indiqué, donne d'excellents résultats avec les « Pick up », c'est-à-dire pour les reproducteurs électriques d'inscriptions phonographiques.

V. — Conclusion.

Par les quelques idées soulevées devant vous, d'une façon malheureusement très incomplète, j'espère vous avoir fait entrevoir que les formes actuelles, où se sont momentanément cristallisés nos haut-parleurs, ne sont pas les seules que l'on peut concevoir. Les appareils électrostatiques décrits n'ont pas atteint une forme définitive, et beaucoup de progrès restent encore à faire. J'espère que d'ici quelques années nous pourrons vous montrer beaucoup mieux, lorsque les industriels, munis de moyens financiers puissants, auront pu tirer parti de ces instruments. A ce sujet, je tiens à exprimer mes remerciements à M. Ragonot, le constructeur bien connu des moteurs électriques, et à M. Charlin, le créateur de la firme Stellor, qui ont bien voulu m'aider à faire ces premières expériences, à une époque où leur intérêt pouvait paraître bien aléatoire aux sceptiques, et où l'on était en droit de douter du succès.

Je remercie également la Compagnie *Française* Thomson-Houston, (Service Lecourbe) qui a bien voulu me confier un de ses appareils Rice-Kellog démonté, et la Compagnie des lampes qui m'a fourni des valves pour ces démonstrations.

P. Toulon.

(1) Expériences effectuées en séance le 17 avril 1928.

INFORMATIONS

Le réseau des émetteurs français et la tentative de traversée de l'Atlantique par le Commandant Paris, à bord de l'hydravion « La Frégate ». 22 Juillet 1928.

S'il est à déplorer qu'une panne banale ait brisé le raid magnifique de l'hydravion « *La Frégate* » du Commandant Paris en l'immobilisant aux Açores après un vol splendide de Brest à Nantes, il est bon que le public sache que durant toute cette étape les Ondes courtes de 44 et 25 mètres ont permis de suivre régulièrement le grand oiseau et que, grâce à elles, le Ministère de la Marine et la grande Presse ont pu être informés d'heure en heure sur la marche impeccable de l'hydravion.

Les ondes courtes ont remporté là une victoire éclatante sur les 600 et 900 mètres, longueurs d'ondes utilisées ordinairement dans la marine; après 7 heures de vol, l'hydravion, sur 600 mètres, se disait encore « hors de portée », du bateau ravitailleur ancré aux Açores, alors que sur 44 et 25 mètres, les amateurs l'ont suivi très facilement de son départ de Brest jusqu'à son amerrissage.

Le poste émetteur « ondes courtes », utilisé à bord, était une réalisation d'un membre du R.E.F. M. Minguet, 8KG, très connu par ses derniers essais de radiotéléphonie à bord d'avion. Les amateurs ne sauraient trop se montrer reconnaissants envers le Commandant Paris qui, en désirant voir les Ondes courtes installées sur son appareil leur a permis une démonstration dont le succès aura un retentissement énorme.

Le réseau des émetteurs français avait donc mobilisé tous ses membres pour suivre l'hydravion dans son vol et grâce à cette organisation, les messages furent reçus régulièrement, d'heure en heure, suivant un horaire fixé d'avance. Il n'y eut qu'un moment d'émotion intense, ce fut à 01 h. 30, un message venait d'être capté; à 02 h. 30 : silence; à 03 h. 30 : toujours le silence. Qu'était-il arrivé ? Une écoute permanente fut décidée et à 04 h. 10, le télégramme suivant fut déchiffré avec enthousiasme à la station de R. Larcher :

« 04 h. 10 (heure en temps moyen de Greenwich). — Tous de FMGP (indicatif de la *Frégate*) :

Je n'ai pu émettre sur onde courte depuis 01 h 30. J'étais occupé sur onde longue ».

Ensuite, les messages furent suivis à nouveau avec la plus grande régularité y compris celui annonçant l'amerrissage.

Cette étape fut donc un triomphe pour les Ondes courtes. Le Ministre de la Marine en personne et l'Etat-Major tinrent à féliciter le Réseau des Emetteurs Français pour l'aide précieuse des Amateurs dont les travaux, trop méconnus, ont autorisé cette expérience d'importance capitale pour la sécurité des futurs grands raids.

Conseil International de Recherches
Union Internationale de Radiotélégraphie Scientifique

Recueil des travaux de l'Assemblée Générale de 1927.

Les résultats de la dernière assemblée générale de l'Union Internationale de Radiotélégraphie Scientifique (U. R. S. I.), tenue à Washington en octobre 1927, ont largement dépassé les prévisions les plus optimistes. Des mémoires d'une grande importance en ce qui concerne le développement des connaissances relatives aux phénomènes qui conditionnent la propaga-

tion, la réception et la mesure des ondes radiotélégraphiques, ont été présentés par des savants spécialistes appartenant à divers pays. Les discussions auxquelles ils ont donné lieu ont été du plus haut intérêt.

Toutes les personnes qui ont assisté aux assemblées de l'U. R. S. I. sont convaincues, non seulement qu'une *collaboration internationale* dans le domaine scientifique de la radiotélégraphie est possible, mais bien plus *indispensable* dans l'avenir pour pouvoir pénétrer plus avant dans le mécanisme d'un grand nombre de phénomènes encore obscurs.

Pour donner suite aux vœux relatifs au développement de l'activité scientifique de l'U. R. S. I., vœux unanimement exprimés par des savants appartenant aux différents pays réunis à Washington en octobre dernier, il a été décidé de procéder à la *publication des travaux de l'Assemblée générale de l'U. R. S. I.*, tenue à Washington en octobre 1927.

Ces travaux comportent :

1° Les mémoires scientifiques.

2° Les rapports présentés devant les quatre Commissions de l'U. R. S. I.

(Commission des Mesures et Etalonnages.)

(Commission de la Propagation des ondes.)

(Commission des Atmosphériques).

(Commission de Liaison avec les amateurs.)

3° Les comptes rendus des séances des Commissions et des séances générales.

Ces travaux paraîtront par *fascicules* en langue anglaise et en langue française. Chaque fascicule renfermera soit uniquement des textes originaux (anglais et français) soit uniquement leurs traductions.

L'ouvrage complet, édité par le Secrétariat Général de l'U. R. S. I., comportera au moins 7 fascicules et peut-être 12 (voir liste ci-dessous) et renfermera donc tous les travaux de l'Assemblée Générale de 1927 en deux langues.

Voici l'ordre de publication des fascicules :

Fascicule 1. — Mémoires scientifiques présentés à la séance publique. (Textes originaux)

Fascicule 1 *bis*. — Traduction du fascicule 1.

Fascicule 2. — Comptes rendus de l'Assemblée générale. (Textes originaux.)

Fascicule 3. — Travaux de la Commission des méthodes de Mesures et Etalonnages. (Textes originaux.)

Fascicule 4. — Travaux de la Commission de la Propagation des Ondes. (Textes originaux.)

Fascicule 5. — Travaux de la Commission des Perturbations Atmosphériques. (Textes originaux.)

Fascicule 6. — Travaux de la Commission de Liaison avec les opérateurs, praticiens et amateurs. (Textes originaux.)

Nous envisageons également, dans les limites des possibilités, d'éditer les fascicules complémentaires suivants :

Fascicule 2 *bis*. — Traduction du fascicule 2.

Fascicule 3 *bis*. — Traduction du fascicule 3.

Fascicule 4 *bis*. — Traduction du fascicule 4.

Fascicule 5 *bis*. — Traduction du fascicule 5.

Fascicule 6 *bis*. — Traduction du fascicule 6.

Le premier fascicule, illustré de nombreuses gravures et planches hors texte, *vient de paraître*. Le second sortira de presse vers la fin du mois de juillet 1928. L'ouvrage complet sera vraisemblablement publié fin septembre.

On souscrit à l'ouvrage complet en renvoyant au Secrétariat Général, 54, avenue des Arts, à Bruxelles, un bulletin de souscription, accompagné du montant de la commande.

Le prix du volume complet est de **100** *francs français*

TABLE DES MATIÈRES DU FASCICULE 1.

BAR-LE-DUC. — IMP. COMTE-JACQUET

L'éditeur-gérant : ÉTIENNE CHIRON.

ACTIVITÉ SOLAIRE ET MAGNETISME TERRESTRE

Par Ch. MAURAIN,
Directeur de l'Institut de Physique du Globe de l'Université de Paris.

SOMMAIRE. — Rappel des caractères de l'activité solaire. Relations de cette activité avec la variation diurne des éléments magnétiques et avec l'agitation magnétique. Intervention dans ces phénomènes des propriétés électromagnétiques générales de la haute atmosphère. Utilité de l'étude des variations périodiques des divers phénomènes en jeu.

L'étude des relations qui existent entre l'activité solaire et le magnétisme terrestre est intéressante à divers titres. D'abord elle constitue un chapitre de l'étude générale de l'action du soleil sur la terre, chapitre assez spécial, puisqu on a été conduit, pour interpréter les faits, à imaginer une émission nouvelle du soleil, l'émission de particules électrisées. D'ailleurs elle met en jeu les propriétés électromagnétiques de la haute atmosphère, et à ce point de vue se trouve reliée à l'étude de la propagation des ondes électromagnétiques

Je ne ferai pas ici l'historique du sujet, et j'essaierai seulement d'indiquer comment les résultats se présentent actuellement.

On peut diviser l'exposé en deux parties concernant les relations de l'activité solaire avec la variation diurne des éléments magnétiques et avec les variations accidentelles ou perturbations de ces éléments. Je rappellerai d'abord comment on caractérise l'activité solaire.

Caractérisation de l'activité solaire.

Le phénomène qui sert à caractériser l'activité solaire est l'existence sur le disque du soleil de taches dont l'apparition et l'évolution sont au premier abord très irrégulières, mais dont l'étude a manifesté une période d'un peu plus de 11 ans. Ces taches, sombres

par rapport au reste du disque, accompagnées de filaments au contraire brillants, se déplacent de l'Est à l'Ouest sur le disque et c'est leur mouvement qui permet de définir une rotation du Soleil. La vitesse du mouvement dépend d'ailleurs un peu de la latitude des taches. Celles-ci ne se produisent pas sur tout le disque, mais seulement dans une bande d'une trentaine de degrés de part et d'autre de l'équateur solaire ; la durée de la rotation sidérale des taches est d'environ 24 jours près de l'équateur et 27 jours aux plus grandes latitudes.

Aux moments où les taches sont les plus nombreuses, c'est-à-dire aux époques qu'on appelle époques de maximum d'activité solaire, elles sont surtout aux latitudes moyennes des bandes indiquées ci-dessus ; elles tendent ensuite vers l'équateur à mesure qu'on approche de l'époque du minimum, et après le minimum réapparaissent aux latitudes voisines de 30°.

Les observations de Hale et de ses collaborateurs ont montré que les taches sont le siège d'un champ magnétique qui peut atteindre quelques milliers de gauss ; la direction de ce champ magnétique est la même pour la plupart des taches d'un hémisphère et inverse sur les deux hémisphères ; mais quand les taches réapparaissent aux plus grandes latitudes après un minimum, la polarité du champ magnétique est inversée. Si l'on tient compte de cette polarité magnétique, la période des taches serait 22 ans au lieu de 11.

Pour beaucoup de travaux, il est nécessaire de posséder une caractérisation numérique de l'activité des taches solaires. Deux caractérisations de ce genre ont été employées. L'une, dite de Wolf et Wolfer, consiste à affecter un nombre à chaque journée d'après l'importance générale des taches existant ce jour-là ; 0 correspond à l'absence de taches, et 100 correspond à peu près aux maximums, qui sont d'importance assez variable. L'observatoire de Zurich publie ces nombres d'après ses propres observations et celles d'autres stations. L'autre consiste à évaluer la proportion de la surface du disque occupée par les taches ; cette évaluation, en principe mieux déterminée que la précédente, comporte aussi un certain arbitraire, les bords des taches n'étant pas nets.

La courbe supérieure de la fig. 2 représente la variation de la moyenne mensuelle des nombres de Wolf et Wolfer de 1883 à 1923 ; cette variation, tout en manifestant une période moyenne

très nette, présente une certaine irrégularité, les maximums par exemple n'étant ni de même importance, ni équidistants.

Activité solaire et variation diurne du champ magnétique.

Le champ magnétique terrestre subit des variations continuelles en intensité et en direction. Dans les observatoires sont enregistrés de manière continue 3 éléments nécessaires pour définir complètement le champ magnétique ; ce sont d'ordinaire la déclinaison D, et les composantes horizontale H et verticale Z.

En éliminant les variations accidentelles par le calcul des moyennes portant sur un long intervalle de temps, on définit une variation diurne des différents éléments. Par exemple la fig. 1 représente la variation diurne de D à l'Observatoire du Val-Joyeux, près de Paris d'après 35 années d'observations 1883-1917. La variation générale pour toute l'année est figurée par le trait plein, la variation pour l'été (juin, juillet, août) par la ligne en trait discontinu, celle

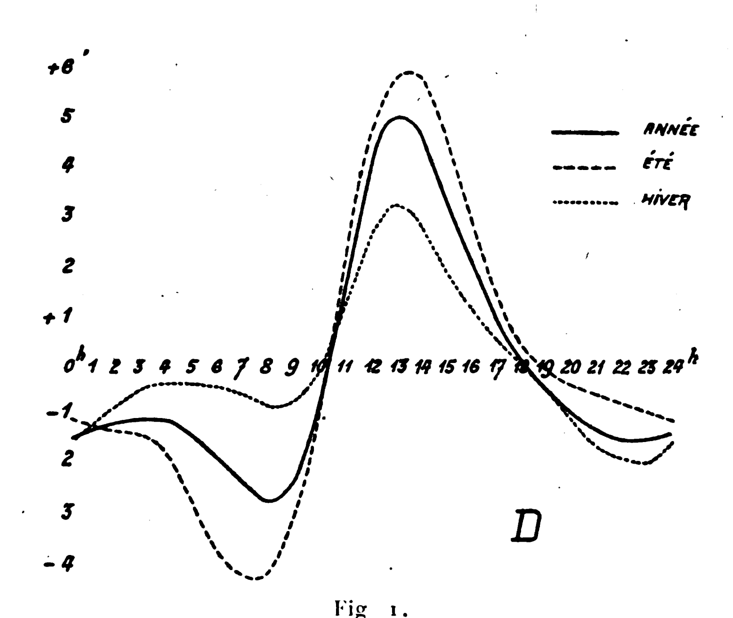


Fig. 1.

pour l'hiver (déc., janvier, février) par la ligne ponctuée. L'amplitude moyenne de la variation est environ 9'; cette amplitude varie au cours de l'année et est environ deux fois plus forte en été qu'en hiver.

Les variations sont les plus fortes pendant le jour, c'est-à-dire pendant l'arrivée directe de la radiation solaire dans l'atmosphère. La variation diurne des autres éléments magnétiques présente des caractères analogues. L'amplitude moyenne de la variation diurne de la composante horizontale est d'une vingtaine d'unités du 5e ordre Les deux remarques faites ci-dessus manifestent l'influence de la radiation solaire sur l'ampleur de la variation diurne du champ magnétique.

On connaît depuis longtemps une relation entre la variation diurne des éléments magnétiques et l'activité solaire : l'amplitude de la variation est plus grande aux époques de maximum d'activité solaire qu'aux époques de minimum. A Paris, par exemple, l'amplitude va jusqu'à 11′ lors des maximums, et descend jusqu'à environ 7′ lors des minimums.

Lorsqu'on étudie dans le détail la correspondance de la variation

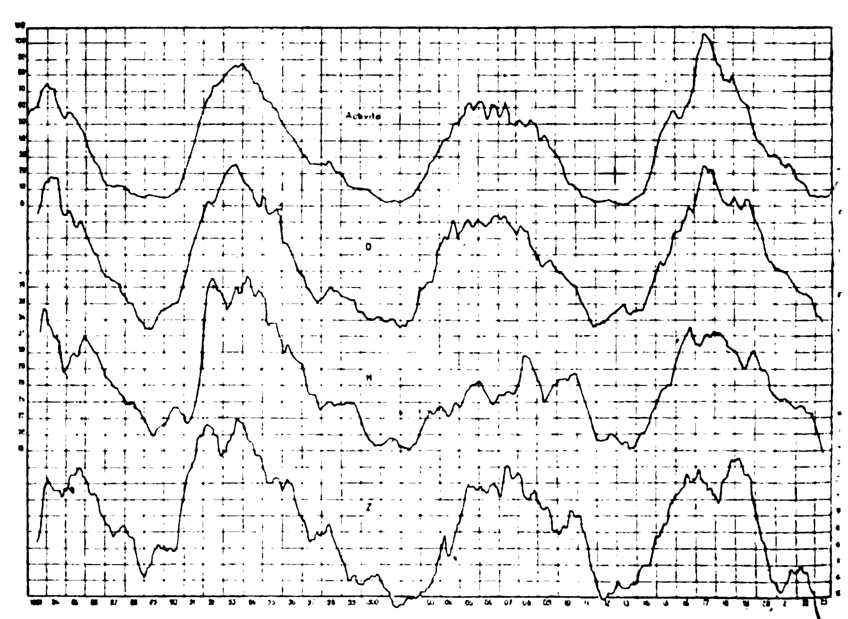


Fig. 2. — Ecarts diurnes « mensuels » arrondis pour la Déclinaison et les Composantes horizontale et verticale, et activité solaire mensuelle « arrondie » (de 1883 à 1923).

diurne et de l'activité solaire, on constate entre l'évolution des deux phénomènes un parallélisme manifeste, prouvant de manière très nette que la variation diurne est sous la dépendance de l'activité so-

laire. Mais la correspondance présente des irrégularités montrant que d'autres influences agissent sur le mécanisme de la variation diurne.

Par exemple, les courbes de la fig. 2 représentent l'évolution des moyennes mensuelles de l'amplitude diurne de D, H et Z, comparée à celle de l'activité solaire, d'après 41 années d'observations 1883-1923 aux Observatoires du Parc Saint Maur et du Val-Joyeux près Paris. (Dans le calcul des valeurs qui ont servi pour établir ces graphiques, il a été tenu compte, pour atténuer les irrégularités accidentelles, des mois encadrant chaque mois considéré, suivant une méthode employée par Sabine dans une étude analogue relative aux observations de Greenwich.)

Comme on sait, Schuster a donné une interprétation de la variation diurne des éléments magnétiques, qui a été depuis l'objet de travaux de divers auteurs, particulièrement de Chapman, et qui est la suivante. Cette variation serait due à des courants induits produits dans la haute atmosphère par des mouvements réguliers de l'atmosphère. L'atmosphère possédant une conductibilité électrique, ses déplacements par rapport au champ magnétique terrestre donneraient lieu à des courants induits. L'activité solaire interviendrait ainsi : dans les phénomènes manifestés par les taches solaires se produirait une émission de particules électrisées parvenant jusque dans l'atmosphère terrestre. Aux époques où les taches sont le plus fréquentes, cet afflux électrique, étant en moyenne plus intense, augmente la conductibilité atmosphérique moyenne, les courants induits deviennent plus intenses et par suite les variations diurnes des éléments magnétiques plus amples.

Dans cette interprétation c'est ainsi la conductibilité générale de la haute atmosphère qui intervient, et l'influence de l'activité solaire provient seulement des variations qu'elle produit dans cette conductibilité. Toutes les autres actions qui peuvent modifier la conductibilité atmosphérique ont leur part d'influence sur la variation diurne, et interviennent en particulier dans les irrégularités de la correspondance entre l'évolution de l'activité solaire et celle de l'amplitude de la variation diurne. En somme, dans ce phénomène de la variation diurne, comme dans les perturbations magnétiques dont nous allons nous occuper ensuite, interviennent, avec l'activité solaire, les propriétés électromagnétiques générales de la

haute atmosphère, et il est désirable que les recherches soient orientées de manière à distinguer ces actions, et à chercher les relations existant entre les différents phénomènes électromagnétiques de la haute atmosphère.

Au cours du travail rapporté ci-dessus, j'ai étudié, d'après les 41 années d'observations, la variation au cours de l'année de l'amplitude de la variation diurne de D,H,Z. Cette amplitude est, comme je l'indiquais plus haut, plus grande en été qu'en hiver. J'ai comparé la marche annuelle de l'amplitude diurne de D pour les époques de maximum et les époques de minimum d'activité des taches : cette marche est sensiblement la même aux deux époques, les valeurs absolues étant seulement plus grandes dans le premier cas que dans le second comme cela a été exposé tout à l'heure. La variation annuelle de l'amplitude diurne paraît donc indépendante de l'activité solaire ; d'après la théorie de Schuster, cette variation serait reliée d'une part à celle de la conductibilité de l'atmosphère, d'autre part à celle des mouvements réguliers qui s'y produisent. On n'a pas de renseignements directs sur la variation annuelle de la conductibilité de la haute atmosphère, mais on connaît celle de la conductibilité des couches atmosphériques voisines du sol. Celle-ci est plus grande en été qu'en hiver, ce qui s'accorde bien avec la variation annuelle de l'amplitude diurne.

Activité solaire et perturbations magnétiques.

Les éléments du champ magnétique terrestre qui sont enregistrés en de nombreux observatoires, présentent des variations presque continuelles et très diverses dans leur aspect et leur ampleur. Quand elles sont particulièrement accentuées, on dit qu'il y a perturbation magnétique, et on donne d'ordinaire aux perturbations les plus fortes le nom d'orages magnétiques.

Là encore on sait depuis longtemps qu'il y a une certaine liaison entre ces phénomènes et les taches solaires. Quand un orage magnétique se produit il y a généralement une tache ou un groupe de taches au voisinage du méridien central du soleil. Comme on sait, les orages magnétiques sont généralement accompagnés d'aurores. Des travaux bien connus, particulièrement ceux de Birkeland, Villard, Deslandres, Störmer, ont conduit à une théorie dont

je rappelle tout de suite le principe : les orages magnétiques seraient dus à l'arrivée dans l'atmosphère terrestre de particules électrisées provenant, comme il a été dit ci-dessus, d'éruptions solaires. Les rayons des aurores polaires marqueraient les trajectoires de ces particules, et les perturbations magnétiques seraient dues aux actions de courants provoqués par cet afflux de particules électrisées.

Il n'est pas douteux qu'il existe une relation entre les taches solaires et les perturbations magnétiques, mais quand on veut préciser soit la correspondance observée entre les unes et les autres, soit le détail de la théorie, on rencontre de grandes difficultés.

D'abord, la définition de ce qu'on entend par orage ou par perturbation magnétique est arbitraire. Il y a, en effet, des variations presque continuelles, d'aspect et d'importance très divers, qu'il est impossible actuellement de ranger en des catégories déterminées. Si on entend par perturbations les variations dont l'amplitude dépasse une certaine valeur pour un élément magnétique, ou certaines valeurs pour plusieurs éléments, la séparation ainsi faite est artificielle, d'autant plus que l'agitation magnétique ne se présente pas de même aux différents points de la terre (elle est particulièrement forte dans les régions polaires).

Il est très probable que certaines variations du champ magnétique ont une origine indépendante des taches solaires. La haute atmosphère conductrice éprouve sans doute des mouvements irréguliers donnant lieu à des courants induits du fait du déplacement par rapport au champ magnétique terrestre, et de même que les courants induits dus aux mouvements réguliers produiraient la variation diurne, les courants induits dus aux mouvements irréguliers doivent produire des variations accidentelles des éléments magnétiques.

Un afflux dans l'atmosphère de particules électrisées provenant du Soleil peut produire des perturbations des éléments magnétiques par des mécanismes divers. Les particules électrisées en mouvement ont elles-mêmes une action magnétique et peuvent agir directement. De plus leur arrivée accroît de manière plus ou moins subite la conductibilité, et les courants induits dus aux mouvements irréguliers deviennent momentanément plus forts. D'ailleurs, dans la haute atmosphère existe sans doute, comme dans les cou-

ches basses, un champ électrique et, de manière plus générale, des forces électromotrices qui donnent naissance à des courants, et ces courants de conduction deviennent plus intenses quand la conductibilité est subitement accrue.

Pour avancer dans l'étude complexe des relations entre l'activité solaire et les variations magnétiques, deux méthodes se présentent. L'une consiste à étudier la correspondance dans des cas particuliers, par exemple lors d'orages magnétiques particulièrement nets ou intenses. L'autre, à faire des études statistiques portant sur un certain intervalle de temps ; pour ces études statistiques, dans l'état actuel des connaissances, qui ne permet pas de trier les perturbations magnétiques, on doit utiliser sans lacunes toutes les variations et faire porter le travail sur une durée assez grande pour que le caractère accidentel des variations n'influe pas trop sur le résultat.

Pour de telles études on a besoin d'une *caractérisation numérique de l'agitation magnétique,* comme on a besoin d'une caractérisation numérique de l'activité solaire. On s'est beaucoup occupé de ce sujet dans ces derniers temps, et on a proposé des formules de genres divers faisant intervenir l'amplitude des variations des éléments magnétiques (au cours d'une journée par exemple).

On n'est pas arrivé à une entente à ce sujet, et sans doute n'y arrivera-t-on que quand les progrès des connaissances ou les résultats obtenus dans des travaux faits à l'aide de ces diverses caractérisations auront montré quelles sont celles qui conviennent le mieux.

Un physicien japonais, S. Ono, a proposé de prendre simplement le nombre de points d'intersection de la courbe accidentée figurant les variations d'un élément magnétique avec une ligne droite parallèle à l'axe des temps ; mais le résultat dépend de l'amortissement des appareils employés et de l'ordonnée de la ligne choisie.

Un procédé de caractérisation numérique plus rapide consiste à affecter à l'agitation magnétique un certain chiffre d'après l'aspect des graphiques des trois éléments magnétiques enregistrés. On emploie en différents pays les chiffres 0,1,2. En France on emploie généralement une caractérisation plus resserrée, par les chiffres 0 à 7, qui correspondent aux situations magnétiques suivantes :

0	1	2	3	4	5	6	7
calme	Presque calme	peu agitée	agitée	très agitée	perturbation	forte perturbation	très forte perturbation

Ce mode de caractérisation, qui paraît au premier abord bien arbitraire, est en réalité assez satisfaisant dans la pratique, et continuera à rendre des services tant qu'on n'aura pas de raisons sérieuses de faire choix d'une caractérisation numérique précise.

Je ne puis exposer ici les très nombreux travaux consacrés aux relations entre l'activité solaire et l'agitation magnétique, et j'indiquerai seulement quelques points d'un travail portant, comme celui cité plus haut, sur 41 années d'observations 1883-1923, et dans lequel j'ai utilisé la caractérisation numérique de l'agitation magnétique de 0 à 7 que je viens de rappeler; ce mode de caractérisation est en somme analogue à celui de l'activité solaire par les nombres de Wolf et de Wolfer, que j'ai employée d'autre part, de sorte que les deux phénomènes étaient caractérisés de manière comparable.

Les journées dites à perturbation magnétique, c'est-à-dire caractérisées par 5, 6 ou 7, sont en gros plus nombreuses aux époques de maximum d'activité solaire qu'aux époques de minimum, mais cette correspondance n'est pas aussi étroite qu'on l'a dit parfois ; les graphiques qui représentent, pour ces 41 années, d'une part le nombre des journées à perturbation magnétique dans l'année, d'autre part la moyenne de l'activité solaire, sont très loin d'être semblables, et leurs maximums et leurs minimums ne se correspondent pas exactement.

Il arrive assez fréquemment que pendant une journée à perturbation magnétique il n'y a aucune tache visible sur le soleil ; et même, aux époques de minimum des taches, il arrive qu'il n'y a aucune tache apparente non seulement le jour de la perturbation, mais même plusieurs jours auparavant et plusieurs jours après. L'année 1901 donne un exemple particulièrement net à cet égard, il y a eu dans cette année 8 journées à perturbation magnétique : or 7 d'entre elles étaient dans le cas que je viens d'indiquer, et pour la 8e c'est seulement dans les journées suivantes qu'il y a eu quelques taches peu importantes.

En vue de chercher comment l'activité solaire se répartit autour des perturbations magnétiques, j'ai dressé un tableau des valeurs de l'activité solaire pour chacune des journées à perturbation magnétique, pour les cinq journées précédentes et pour les trois journées suivantes. Les valeurs de l'activité solaire pour les neuf journées consécutives qui englobent ainsi une journée à perturbation magné-

tique se présentent de manières très diverses, mais une répartition très nette apparaît si on fait les moyennes des 9 colonnes du tableau. Ces moyennes portent sur 855 valeurs, le nombre des journées à perturbation magnétique pendant les 41 années étudiées ayant été de 855. En rapportant ces moyennes à celle qui correspond aux journées à perturbation, désignée par S_0, celles qui correspondent aux 3 journées suivantes, représentées par S_1, S_2, S_3 et aux 5 journées précédentes, représentées par S_{-1}, S_{-2}, S_{-3}, S_{-4}, S_{-5} donnent le tableau suivant :

S_{-5}	S_{-4}	S_{-3}	S_{-2}	S_{-1}	S_0	S_1	S_2	S_3
1,038	1,064	1,077	1,074	1,041,	1	0,984	0,974	0,963

Cette variation est représentée sur la fig. 3. La moyenne de l'ac-

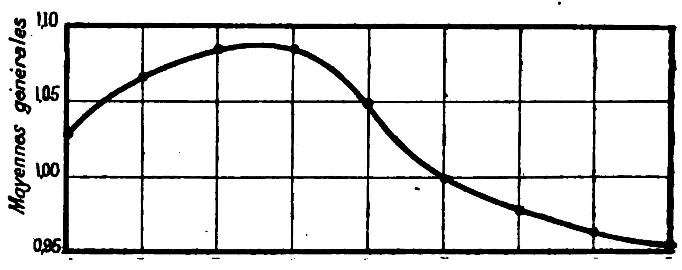


Fig. 3. — Répartition moyenne de l'activité solaire autour des journées à perturbation magnétique.

tivité solaire passe comme on voit par un minimum qui est environ deux jours et demi avant les journées à perturbation magnétique.

Ainsi la statistique générale manifeste une relation très nette entre l'agitation magnétique et l'activité solaire avec un retard moyen d'environ deux jours et demi de la première sur la seconde, mais la recherche détaillée d'une correspondance montre que beaucoup de perturbations magnétiques ne sont précédées de l'existence d'aucune tache solaire visible à laquelle on puisse les relier.

Le retard moyen des perturbations sur les taches n'est pas le même aux différentes périodes des taches ; il est le plus grand aux époques de minimum des taches ; en prenant, dans la statistique précédente, les journées à perturbations magnétiques comprises dans les 10 années de plus faible activité solaire (sur les 41 années), on obtient le tableau suivant

S_{-5}	S_{-4}	S_{-3}	S_{-2}	S_{-1}	S_0	S_1	S_2	S_3
1,120	1,346	1,292	1,180	1,084,	1	0,975	0.941	0,848

résumé dans la figure 4.

Il y a, comme pour la moyenne générale, un maximum, mais il est beaucoup plus accentué, et l'intervalle qui le sépare des journées

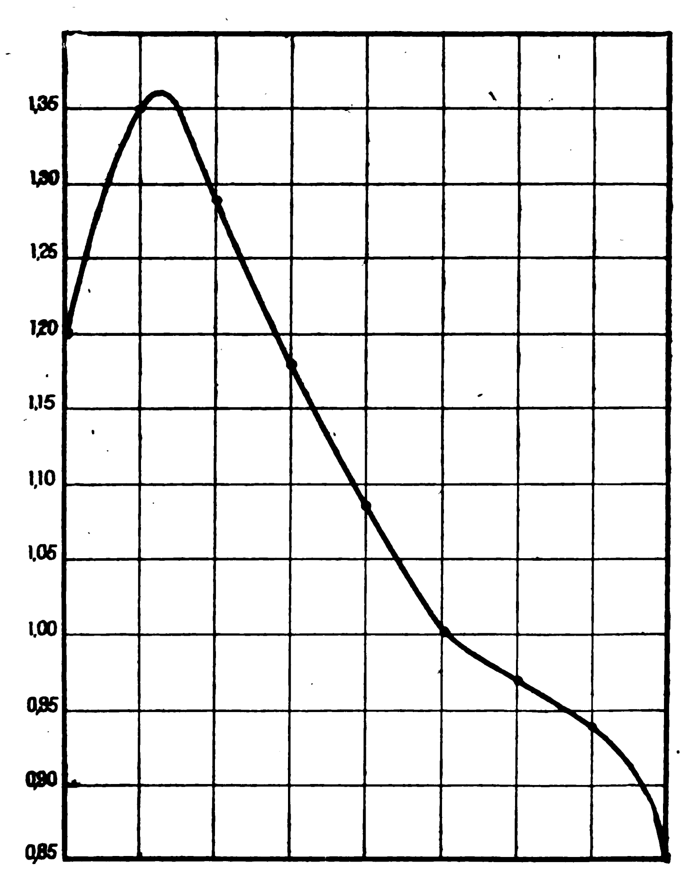


Fig. 4. — Répartition de l'activité solaire autour des journées à perturbation magnétique (époques de minimum d'activité solaire).

à perturbation est plus grand que pour le maximum de la moyenne générale, 3 jours 3/4 environ au lieu de 2 1/2.

Tous ces résultats sont parfaitement conciliables avec la théorie qui attribue l'origine de perturbations magnétiques à la projection par le soleil de particules électrisées, conséquence des phénomènes représentés par les mots : activité solaire, et dont les taches visibles peuvent être considérées comme une manifestation particulière. Ces particules peuvent avoir des vitesses moyennes différentes aux différentes phases de l'activité solaire. Des émissions de ces parti-

cules peuvent se produire en des points où il n'y a pas de taches visibles.

Comme je l'indiquais plus haut, il est probable que certaines perturbations magnétiques ont leur origine même dans l'atmosphère terrestre, indépendamment de l'activité solaire. D'autre part, les courants électriques correspondant à l'afflux dans la haute amosphère de particules électrisées provenant du soleil sont liés à l'état électrique moyen de l'atmosphère et à ses variations. Je ne peux exposer ici les travaux et les théories dont ces sujets ont été l'objet, et parmi lesquels il faudrait faire intervenir des travaux très étendus consacrés aux aurores polaires. J'attirerai seulement l'attention sur l'intérêt qu'il y a, en vue de préciser les liaisons des phénomènes terrestres en jeu, à en étudier les variations périodiques.

L'agitation magnétique présente une variation annuelle et une

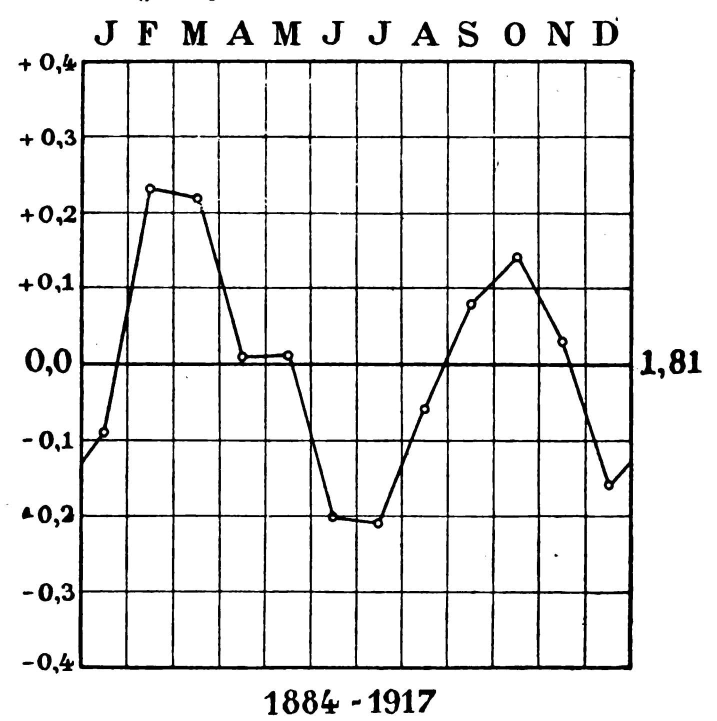


Fig 5. — Variation annuelle de l'agitation magnétique (Brazier).

variation diurne très nettes. La fig. 5 représente la variation annuelle moyenne de l'agitation magnétique à Paris d'après un travail de M. Brazier portant sur 34 années d'observations 1884-1917, et

dans lequel a été utilisée la caractérisation numérique de 0 à 7 indiquée ci-dessus ; il y a deux maximums voisins des équinoxes et deux minimums au voisinage des solstices. On arrive au même résultat en utilisant le nombre des perturbations magnétiques ; la

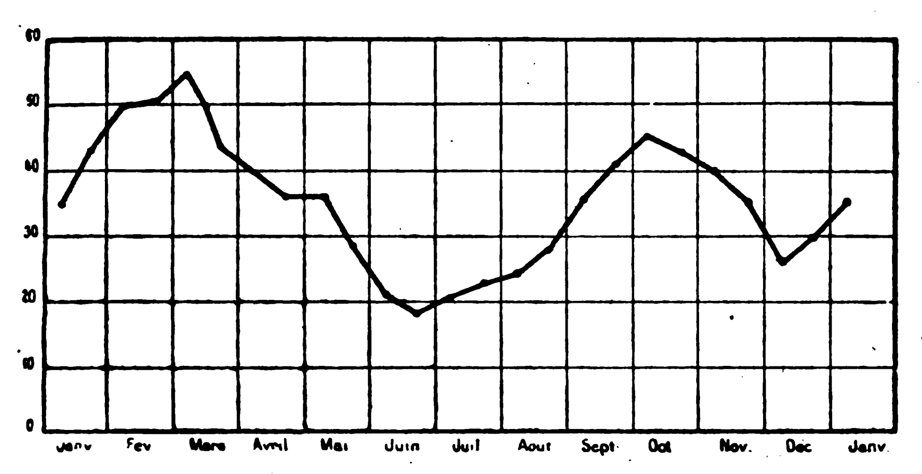


Fig 6. — Variation annuelle du nombre des journées à perturbation magnétique.

fig. 6 représente la variation annuelle moyenne de ce nombre à Paris pour les 41 années 1883-1923.

M. Eblé et moi avons étudié récemment la variation diurne de l'agitation magnétique à Paris, en utilisant la caractérisation numérique de 0 à 7, pour les 11 années 1917-1927. L'agitation est la plus forte pendant la nuit et la plus faible dans la matinée. La variation diurne moyenne présente un minimun très marqué vers 8 heures ; après ce minimum la courbe se relève jusque vers 13 h., présente ensuite un plateau, puis se relève de nouveau jusqu'à un maximum à 22 heures. Le rapport entre le maximum et le minimum est un peu supérieur à 1,60. Nous avons mis en évidence une évolution saisonnière très nette de cette variation diurne.

La variation diurne moyenne se présente à peu près de même pour chacune des onze années (une période des taches solaires) que nous avons étudiées, c'est à-dire que sa nature paraît sensiblement indépendante de l'activité solaire. La variation annuelle n'est pas tout à fait la même aux différentes phases de l'activité solaire, la position des maximums est un peu variable ; cette dernière influence est sans doute indirecte, c'est-à-dire liée aux variations

moyennes de la conductibilité de la haute atmosphère produites par les variations de l'intensité moyenne de l'afflux solaire. C'est, en effet, évidemment, de manière générale, aux propriétés électriques de la haute atmosphère que sont reliées les variations diurne et annuelle de l'agitation magnétique, et c'est pourquoi l'étude de ces variations périodiques est importante pour la recherche des relations entre les différentes propriétés électromagnétiques de l'atmosphère

Ne pouvant exposer ici l'ensemble considérable des travaux relatifs aux relations entre l'activité solaire et le magnétisme terrestre je donnerai plus loin une bibliographie de quelques ouvrages et mémoires permettant une documentation plus complète. Je rappellerai seulement les travaux se rapportant à la rotation du soleil ; on retrouve dans la répartition des perturbations magnétiques une période liée à cette rotation, c'est-à-dire au retour des taches dans la région du Soleil faisant face à la terre, après qu'elles ont fait le tour du Soleil au cours de leur évolution. Cette périodicité magnétique manifeste bien un rôle des taches solaires. M. Deslandres, qui a étudié la répartition des perturbations magnétiques liée à cette période, a montré comment les résultats peuvent être appliqués à l'étude de la constitution du Soleil.

En somme, des relations ont été mises en évidence de la manière la plus certaine entre l'activité solaire et le magnétisme terrestre ; mais les propriétés électromagnétiques de la haute atmosphère et leurs variations interviennent dans la manière dont se manifestent ces relations, et, pour en établir le caractère, il a fallu des études d'ensemble portant sur de longues durées comprenant plusieurs périodes de l'activité solaire. Il importe maintenant d'étudier les relations existant entre les différents phénomènes électromagnétiques qui ont leur siège dans la haute atmosphère ; cette étude permettra de progresser dans la connaissance de ces phénomènes et d'en dégager de manière plus précise leurs liaisons avec l'activité solaire.

Ch. Maurain.

BIBLIOGRAPHIE.

E. MASCART. — Traité de Magnétisme terrestre, Paris, Gauthier-Villars, 1900.

Ch. CHREE. — Studies in Terrestrial Magnetism, London, Macmillan and, C° 1912.

M. HAMY. Le Soleil et le Magnétisme terrestre. Annuaire du Bureau des Longitudes pour 1918, p. C. 9. Paris, Gauthier-Villars.

Ch. MAURAIN. — Physique du Globe, Chapitre IV, Paris, Armand Colin, 1923.

Premier Rapport de la Commission instituée par le Conseil International de Recherches pour suivre l'étude des Relations entre les phénomènes solaires et terrestres, Paris, Etienne Chiron, 1926.

L. A. BAUER and. C. R. DUWALL, Terrestrial Magnetism, t. 30, p. 191, 1925.

C. E. BRAZIER. — Annales de l'Institut de Physique du Globe et du Bureau Central de Magnétisme Terrestre, t. II, p. 98, 1924.

S. CHAPMAN. — Proceedings of the Royal Society, t. 95, A, p. 61, 1918.

H. DESLANDRES. — Comptes Rendus de l'Acad. des Sciences, t. 182, p. 1301, 1926. — t. 183, p. 1313, 1926. — t. 185, p. 10 et 626, 1927.

G. E. HALE, F. ELLERMAN. S. B. NICHOLSON and A. H. JOY. — (The magnetic polarity of Sun Spots), The Astrophysical Journal, 1919, I, p. 153.

Ch. MAURAIN. — Annales de l'Institut de Physique du Globe et du Bureau Central de Magnétisme Terrestre, t. V, p. 86, 1927.

NOTE SUR LES EXPÉRIENCES RELATIVES AUX PROPRIÉTÉS DIÉLECTRIQUES DES GAZ IONISÉS DE MM. GUTTON ET CLÉMENT

Par JOERGEN RYBNER,

Ingénieur électricien (Ec. Polyt. Copenhague).

SOMMAIRE.— MM. Gutton et Clément ont fait des expériences sur les propriétés diélectriques des gaz ionisés. Pour expliquer leurs résultats intéressants ils ont envisagé l'hypothèse suivante : les ions ne sont pas libres, leurs mouvements ont lieu sous des forces quasi élastiques.

Dans l'article qui suit, l'auteur montre que les expériences de MM. Gutton et Clément peuvent s'expliquer d'une manière tout à fait satisfaisante par les notions classiques des ions libres.

MM. Gutton et Clément ont décrit (*Onde Electrique*, avril 1927, p. 137) quelques expériences très intéressantes sur les propriétés diélectriques des gaz ionisés : ils introduisent dans le champ électrostatique d'un condensateur appartenant à un résonateur à ondes courtes, un tube contenant de l'air ou de l'hydrogène à basse pression (fig. 1) : ce gaz est ionisé par le passage des décharges, et

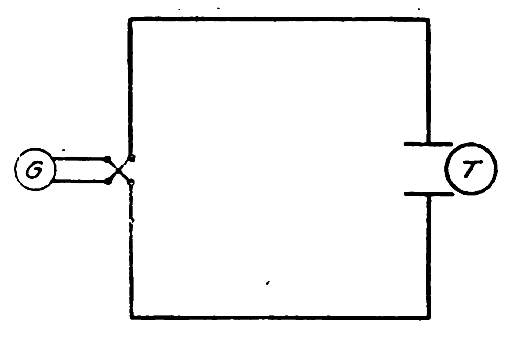


Fig. 1

les changements de la fréquence de résonance et du courant de résonance sont mesurés, ce qui donne les courbes de la fig. 2.

MM. Gutton et Clément en ont tiré la conclusion que la constante diélectrique du gaz ionisé doit varier de la même façon que la longueur d'onde de résonance, c'est-à-dire que, pour des ionisations

croissantes, la constante diélectrique commence à décroître pour tout à coup s'arrêter, croître jusqu'à une valeur maximum et enfin décroître vers une valeur définie pour des ionisations très grandes. Pour expliquer une telle variation. ils supposent que les

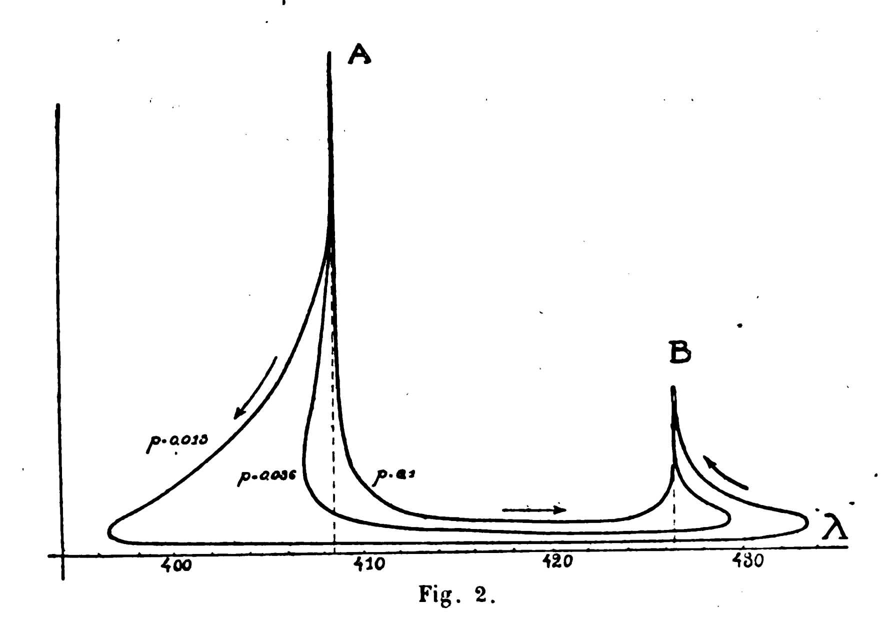


Fig. 2.

mouvements des ions ont lieu sous des forces quasi élastiques φx et des frottements $f\frac{dx}{dt}$ qui donnent lieu à une constante diélectrique ε et une conductivité σ:

$$(1) \qquad \varepsilon = 1 - \Delta\varepsilon = 1 - 4\pi c^2 Ne^2 \frac{\varphi - m\omega^2}{(\varphi - m\omega^2)^2 + f^2\omega^2} \text{(U.E.S)};$$

$$\sigma = Ne^2 \frac{f\omega^2}{(\varphi - m\omega^2)^2 + f^2\omega^2} \text{(U.E.S.)}$$

où N est le nombre, m la masse et e la charge des ions et $\omega = \frac{2\pi c}{\lambda}$ la fréquence des oscillations. φ étant une fonction inconnue, croissante avec l'ionisation N, et f une autre fonction inconnue, croissante avec la pression du gaz; ces formules peuvent, dans ces conditions, exprimer la variation désirée.

Mais aucune raison n'a été donnée pour l'introduction de l'idée d'une force quasi élastique, idée qui semble être en contradiction avec la théorie cinétique des gaz: la distribution des particules positives, négatives et neutres étant en état d'équilibre statistique.

elle doit rester en équilibre statistique, sans introduction de forces d'une même direction, même si toutes les particules positives, ou toutes les particules négatives, sont déplacées d'une certaine distance. D'ailleurs, il ne semble pas que l'on puisse déduire des expériences faites jusqu'à ce jour, que la conductivité décroisse vers zéro pour des ionisations très grandes, comme l'imposent les formules (1), si ε sera fini pour $N \rightarrow \infty$.

D'après les idées de la théorie cinétique des gaz on a les expressions suivantes de la constante diélectrique ε et la conductivité σ d'un gaz :

$$(2) \qquad \varepsilon = 1 - \Delta\varepsilon = 1 - 4\pi N \frac{e}{m} \frac{1}{\nu^2 + \omega^2} \quad (\varepsilon \text{ en U.E.S.});$$

$$\sigma = N \frac{e^2}{mc^2} \frac{\nu}{\nu^2 + \omega^2} \quad (\sigma \text{ en U.E.M.})$$

Ici, ν est le nombre de chocs par seconde subis par un ion.

Des formules approximatives pour ε ont d'abord été données par W.-H. Eccles [1] et Sir Joseph Larmor [2] ; les formules exactes (2) pour ε et σ ont été obtenues simultanément par W.-G. Baker et C.-W. Rice [3], G.-J. Elias [4], H. Lassen [5] et P.-O. Pedersen [6]. Si un champ magnétostatique est présent, les formules sont modifiées, comme l'ont montré E.-V. Appleton et M.-A.-F. Barnett [7] et H.-W. Nichols et J. C. Schelleng [8] ; les formules exactes de ce cas ont été données par P. O. Pedersen [9].

La différence principale entre les formules (1) et (2) est que pour des ionisations N croissant indéfiniment à partir de zéro, ε diminue indéfiniment à partir de l'unité d'après (2), alors que d'après (1) il varie comme la fréquence de résonance dans la fig. 2. En même temps, σ varie, d'après (2), de zéro à l'infini, et d'après (1), cette valeur atteint un maximum, puis diminue et tend vers zéro.

Or, le problème est le suivant : Y a-t-il des raisons d'abandonner

---

(1) W.-H Eccles : *Proc Roy Soc. (A)*, vol. 87, p. 79-99. 1912.
(2) J. Larmor : *Phil Mag* (6), vol 48, p. 1025-1036. 1924.
(3) W.-G. Baker et C.-W. Rice : *Journ. A.I.E E.*, p. 535 537. 1926.
(4) G.-J. Elias : *Jahrb. d. drahtl. Telegraphie*, Bd 27, p. 69. 1926. Sa formule pour ε contient pourtant une erreur.
(5) H. Lassen : *Jahrb. d. drahtl. Telegraphie*, Bd. 28, p. 139-147. 1926.
(6) P.-O. Pedersen : *The Propagation of Radio Waves*, chap. VI. G.E.C. Gad. Copenhague 1927
(7) E.-V Appleton et M.-A.-F. Barnett : *Proc. Camb. Phil. Soc.*, vol. 22, part. 5. p. 672-675. 1925
(8) H.-W. Nichols et J.-C. Schelleng : *Bell Syst. Tech. Journ.*, vol. 4, nov. 2. 1925
(9) P.-O. Pedersen : *loc cit*, chap. VII.

la théorie cinétique des gaz, ou les expériences peuvent-elles s'expliquer par cette théorie?

Le professeur P. O. Pedersen a montré, dans son livre *The Propagation of Radio Waves* (1), qu'il est possible d'obtenir des courbes correspondantes à la fig. 2, si l'on remplace le circuit de la fig. 1 par celui de la fig. 3. Ici, C_0 est la part du condensateur de la

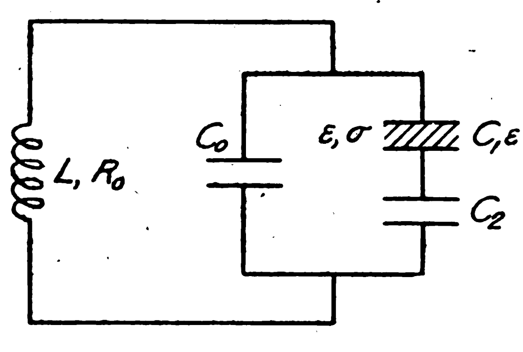


Fig. 3.

fig. 1, non affectée par la présence du gaz ionisé ; εC_1 un condensateur, de constante diélectrique ε et de conductivité σ, correspondant aux lignes de force passant dans le tube à ionisation ; et C_2 est la capacité équivalent à celle existant entre les lames du condensateur et le tube.

Cependant, il semble résulter des formules du Professeur Pedersen qu'une conductivité assez grande et par conséquent un amortissement considérable soit nécessaire pour obtenir de grandes variations de la fréquence de résonance. Ce point a été critiqué par M. Gutton dans sa réplique dans l'*Onde Electrique* (2), dans laquelle il mentionne que la fréquence de résonance mesurée, ne peut différer de plus de $\frac{1}{10000}$ de la fréquence sans amortissement, c'est-à-dire que l'amortissement ne dépasse pas $\frac{2\pi\sqrt{2}}{\sqrt{10000}} = 0.09$ (3).

C'est le but de cet article de montrer que de grands amortissements ne sont pas du tout nécessaires pour expliquer les variations de la fréquence de résonance ; que les formules du Professeur

(1) P. O Pedersen : *loc. cit.*, p. 90-94.
(2) *loc. cit.* p. 1-4, 1928.
(3) En effet, la courbe de résonance donnée par MM. Gutton et Clément (*loc. cit* p. 145, 1927) correspond à un amortissement $\delta = 0.108$ pour un point comme *a* ; fig. 2.

Pedersen permettent une explication approximative, mais assez satisfaisante des faits expérimentaux ; et que, probablement, certaines modifications des expériences donneront lieu à des calculs exacts et nous permettront de les utiliser pour déterminer la quantité ν dans des conditions diverses.

D'abord, il est à remarquer que la substitution d'un circuit tel que celui de la fig. 3 à la place de celui de la fig. 1, n'est qu'une approximation. Quand on fait varier l'ionisation du gaz, le champ électrique est changé ; pour $\varepsilon = 1$, $\sigma = 0$, il est le même que dans un condensateur à air (excepté l'influence du tube de verre), et pour $\varepsilon = \pm \infty$, $\sigma = \infty$, il est le même que si le tube à ionisation était une pièce de métal. Pour chaque image donnée des lignes de force, on peut déterminer des capacités C_0, εC_1, C_2 (fig. 3), telles qu'un condensateur εC_1, à diélectrique, de conductivité σ et de constante diélectrique ε, donne la même perte d'énergie que celle qui se produit dans le tube, et que les capacités C_0 et $\frac{\varepsilon C_1 C_2}{\varepsilon C_1 + C_2}$ correspondent respectivement aux lignes de force ne passant que

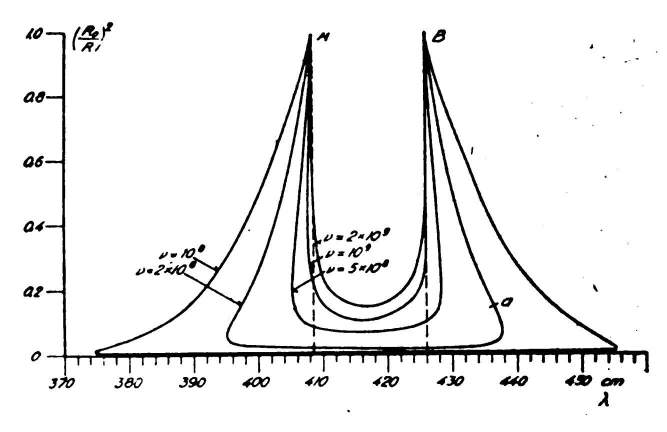


Fig. 4.

dans l'air et aux lignes pénétrant dans le gaz ionisé. Mais, les formes des lignes de force étant variables, les trois capacités C_0, εC_1, C_2, se modifient toutes d'une manière très difficile à calculer exactement.

Dans les calculs suivants, nous faisons l'approximation de considérer les capacités C_0, C_1, C_2 constantes. Néanmoins, en estimant le mieux possible des valeurs moyennes pour les expériences actuelles, nous obtiendrons, comme le montre la fig. 4, un accord assez bon avec les expériences.

Les constantes employées sont les suivantes :

$$\lambda_0 = 408.5 \text{ cm.} \left(\omega_0 = \frac{2\pi c}{\lambda_0} = 4.61.10^8\right).$$

$$L = 10^{-6} \text{ henrys.}$$
$$C_0 = 4.7.10^{-12} \text{ farads.}$$
$$C_1 = 0.125.10^{-12} \text{ farads.}$$
$$C_2 = 0.5.10^{-12} \text{ farads.}$$
$$R_0 = 15 \text{ ohms.}$$

Si le condensateur imaginé εC_1 a une surface des lames S et une distance entre lames b, on aura pour sa capacité εC_1 et sa conductivité A, suivant les formules (2) :

$$(3) \quad \varepsilon C_1 = \frac{S}{4\pi b}\left(1 - 4\pi N \frac{e^2}{m} \frac{1}{\nu^2 + \omega^2}\right) \frac{1}{9.10^{11}} = C_1(1-k) \quad \text{(farads)},$$

$$(4) \quad A = \frac{S}{b} N \frac{e^2}{mc^2} \frac{\nu}{\nu^2 + \omega^2} .10^9 = C_1 k\nu \quad (\text{ohms}^{-1}),$$

dans lesquelles k, qui est égal à :

$$(5) \quad k = 4\pi N \frac{e^2}{m} \cdot \frac{1}{\nu^2 + \omega^2},$$

est une mesure de l'intensité de l'ionisation.

Posant $x = \frac{1}{k}$ et $\gamma = \frac{C_2}{C_1}$, l'impédance Z_k des deux condensateurs εC_1 et C_2 en série est donnée par :

$$(6) \quad \frac{1}{Z_k} = A_k + j\omega C_k = \omega C_2 \left\{ 1 + \frac{\omega^2}{\nu^2}(x-1)^2 \right\}$$
$$\frac{\frac{\omega}{\nu}\gamma x + j\left\{\frac{\omega^2}{\nu^2}(1+\gamma)(x-1)^2 + \frac{\omega^2}{\nu^2}\gamma(x-1) + 1\right\}}{\left(\frac{\omega}{\nu}\gamma x\right)^2 + \left\{\frac{\omega^2}{\nu^2}(1+\gamma)(x-1)^2 + \frac{\omega^2}{\nu^2}\gamma(x-1) + 1\right\}^2}$$

où $C = C_0 + C_k$ est la capacité résultante du circuit, et

$$(7) \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L(C_0 + C_k)}},$$

la fréquence de résonance (approximativement); d'autre part,

$$(8) \quad R = R_0 + \frac{L.A_k}{C_0 + C_k}$$

est la résistance en série équivalente, R_0 étant la résistance effective du circuit sans ionisation.

A_k et C_k sont calculés pour la fréquence initiale ω_0, ce qui est suffisamment exact, si les variations de la fréquence sont petites comparées à ω_0.

Pour de fortes ionisations on doit s'attendre à ce que C_1 prenne une valeur supérieure à celle employée, ce qui cause la diminution des maximums de λ et l'abaissement de la partie droite des courbes. D'un autre côté, pour des ionisations moindres, C_2 doit être plus petit qu'il n'a été supposé, de sorte que les mêmes courbes seraient obtenues pour des valeurs de ν plus petites. En effet, si peu qu'on sache des valeurs actuelles de ν, on doit s'attendre à ce que des ν moindres que 10^9 correspondent à la pression $p = 0.1$ mm de mercure, comme il semble résulter d'une comparaison entre les fig. 2 et fig. 4 [1].

Si toutes les capacités et la self-induction sont divisées par deux, la fréquence sera doublée; mais on obtiendra les mêmes variations proportionnelles de la fréquence de résonance et les mêmes résistances en série et amortissements qu'auparavant, pourvu que les valeurs de ν (ou de la pression p) soient doublées. Ceci ne s'accorde que grossièrement avec les expériences, mais les proportions de constantes sont évidemment différentes dans le cas de la longueur d'onde de 408.5 cm et dans le cas de celle de 217 cm.

Les amortissements sont assez petits. Pour le point a, dans la fig. 4, on a $\delta = \pi R \sqrt{\frac{C}{L}} = 0{,}12$, à peu près la même valeur que celle obtenue expérimentalement.

Non seulement de grands amortissements ne sont pas nécessaires pour causer de fortes variations de la fréquence de résonance, mais les variations deviennent plus grandes avec des amortissements plus petits. Ce fait est illustré par la fig. 5, qui donne la capacité équivalente C_k d'un ensemble de deux condensateurs εC_1 et C_2 et d'une résistance r en série, en fonction de ε. Pour une résistance nulle les variations de C_k sont infiniment grandes, et elles deviennent d'autant plus petites, que la résistance devient grande. Ce fait est en accord avec le fait expérimental que les variations de la fréquence de résonance augmentent quand le rapport $\frac{\sigma}{\Delta\varepsilon}$ diminue, c'est-à-dire quand la pression décroît, parce que les formules (2) donnent :

$$(9) \qquad \frac{\sigma}{\Delta\varepsilon} = \frac{\nu}{4\pi c^2},$$

ou ν est proportionnel à la pression.

---

(1) Voir par exemple P.-O Pedersen, *loc. cit.*, p. 42 et seq. La vitesse moyenne v des électrons est très incertaine ; on l'estime à $U = 1.2 \; 10^7$ cm sec^{-1}, ce qui donne $\nu = 2.5 \; 10^8 p$ pour l'hydrogène, $\nu = 4.6 \; 10^8 p$ pour l'oxygène et le nitrogène, si p est mesuré en mm de mercure.

Au moyen de la fig. 5, on voit d'ailleurs que si ε et σ variaient d'après les formules (1), il serait possible, pour des variations de ε

Fig. 5.

de grandeur suffisante, d'obtenir deux phénomènes différents de résonance, correspondants au croquis ébauché dans la fig. 6. Ce ne

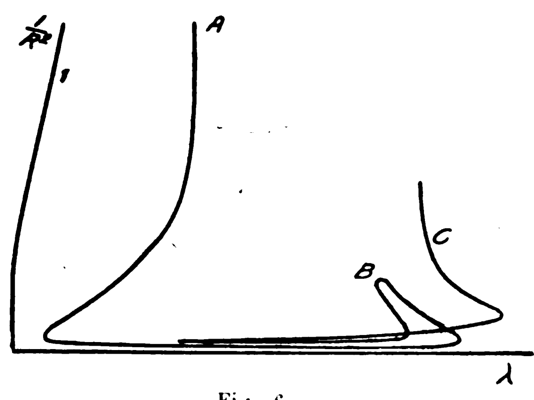


Fig. 6.

serait que la démonstration expérimentale d'une telle résonance double qui prouverait l'existence des phénomènes mentionnés par MM. Gutton et Clément.

Mais pour obtenir des résultats clairs, il semble désirable de rendre les capacités C_0, C_1, C_2, constantes, c'est-à-dire, d'introduire réellement trois condensateurs. Les lames de C_1 pourraient être dans l'intérieur du tube à gaz ionisé. Le condensateur C_2 est, dans ce cas, nécessaire pour éviter un court-circuit, qui fera disparaître les phénomènes de résonance; et le condensateur C_0 est difficile à éviter parce que la capacité résultante du circuit doit rester non seulement positive, mais aussi plus grande que la capacité répartie du fil de self-induction. Cette capacité n'est pas du tout négligeable, mais il est difficile de tenir compte de ses effets, qui sont sans doute dominants dans le cas mentionné par M. Gutton, cas dans lequel le condensateur du circuit était dans l'intérieur du tube à gaz ionisé.

Si les différentes sources d'incertitude, telles que des capacités parasites, etc., peuvent être évitées, il semble possible d'obtenir par cette méthode modifiée, des résultats numériques, de déterminer la variation de ε et σ, et, dans le cas où les formules simples du Professeur Pedersen seraient vérifiées, d'obtenir des informations précieuses sur les vitesses moyennes des électrons dans le gaz ionisé.

JOERGEN RYBNER.

LES TRANSFORMATEURS INTERMÉDIAIRES EN BASSE FRÉQUENCE (1)

par R. JOUAUST,

Sous-Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.

SOMMAIRE. — Après avoir fait l'étude mathématique des transformateurs BF, l'auteur souligne la nécessité de faire les mesures sur ces transformateurs dans des conditions aussi voisines que possible des conditions d'emploi. Après avoir donné quelques détails sur les dispositifs de mesure, il montre l'effet des fuites et aussi celle de la résistance apparente filament-grille.

Disons tout d'abord que le transformateur ne doit être étudié que dans des conditions aussi voisines que possible des conditions d'emploi, c'est-à-dire le primaire intercalé dans le circuit plaque d'une lampe, par conséquent en série avec une résistance égale à la résistance interne de la lampe, et le secondaire fermé sur une résistance équivalente à celle qui correspond à son emploi.

Pratiquement le secondaire est intercalé entre filament et grille.

En polarisant convenablement la grille on arrive à annuler complètement le nombre des électrons absorbés par la grille. On pourrait en conclure que la résistance sur laquelle est fermé le secondaire est infinie.

En réalité, il n'en est rien.

Miller a montré que par suite des capacités internes de la lampe il y a toujours dans le circuit filament-grille une dégradation d'énergie correspondant à une résistance fictive qui dépend du circuit de charge placé dans la plaque. Cette résistance n'est pas la même si ce circuit de charge est une résistance pure ou une résistance ayant de l'inductance ou de la capacité.

La première conséquence est qu'un transformateur ne peut être étudié que dans les conditions d'emploi.

Nous allons maintenant étudier mathématiquement le fonctionnement d'un transformateur.

Nous envisagerons tout d'abord le cas d'un transformateur sans fuites et nous négligerons la résistance des enroulements.

Nous désignerons par r_2 la résistance équivalente au circuit filament-grille, telle qu'elle résulte des considérations énoncées plus

(1) Conférence faite aux élèves de la Section de Radiotélégraphie de l'École Supérieure d'Electricité.



haut; en première approximation, nous la considérerons comme indépendante de la fréquence.

D'autre part, il importe de mentionner qu'un transformateur comme ceux utilisés dans les appareils basse fréquence, se comporte comme si un condensateur était connecté entre les deux bornes du primaire. Cette capacité fictive est la conséquence de deux capacités existant réellement.

1° Une capacité répartie le long des spires de l'enroulement secondaire. On démontre qu'une semblable capacité est équivalente, si la longueur de l'enroulement n'est pas trop grande, à une capacité connectée aux extrémités de l'enroulement.

2° A la capacité entre les enroulements.

Remarquons qu'entre les deux enroulements il existe toujours un point commun constitué par les batteries d'accumulateurs.

D'autre part, le primaire est généralement réuni au fer du transformateur.

Pour l'évaluation de cette capacité, il convient de tenir compte de ces diverses connexions.

Si l'on désigne par C_1 la capacité équivalente à la capacité répartie, par C_2 la capacité entre les deux enroulements, il est facile de voir que la capacité fictive aux bornes du secondaire est :

$$C = C_1 + C_2 \left(1 \pm \frac{1}{n}\right)^2.$$

Le signe $\pm$ dépend du sens relatif des enroulements. Ceci explique pourquoi les résultats fournis par un transformateur changent lorsqu'on change le sens des connexions du primaire ou du secondaire. D'une part on change généralement C_1 par suite de la présence du point commun, et d'autre part la capacité entre enroulements d'additive devient soustractive ou inversement.

Pour limiter le problème mathématiquement, nous supposerons que la différence de potentiel aux bornes du secondaire reste constante et nous allons chercher comment, pour qu'il en soit ainsi, doit varier, en fonction de la fréquence, la différence de potentiel e_1 aux bornes de l'ensemble résistance interne primaire du transformateur. Nous désignerons par R le quotient par 4π de la réluctance du circuit magnétique, par Φ le flux dans le circuit, par n_1, n_2 le nombre des spires primaires et secondaires. Nous prendrons pour origine des vecteurs l'axe du flux, nous multiplierons donc par j les vecteurs en retard de 90° sur le flux par $-j$ les vecteurs en avance de 90°.

Le vecteur e_2 en retard de 90° sur le flux sera représenté par

$$je_2 = jn_2\omega\Phi,$$

ω étant la pulsation.

Le courant dans le secondaire se compose de deux termes un courant i_2 dans la résistance r_2 en phase avec e_2 et par conséquent égal vectoriellement à :

$$\frac{jn_2\omega\Phi}{r_2},$$

et un courant i_2'' dans la capacité C en avance sur e_2 donc en phase avec Φ

$$i_2'' = n_2 C\omega^2\Phi$$

donc

$$i_2 = n_2 C\omega^2\Phi + j\frac{n_2\omega\Phi}{r_2}.$$

Le flux est donné par la relation vectorielle

$$R\Phi = n_1 i_1 + n_2 i_2. \qquad (1)$$

La différence de potentiel aux bornes du primaire est :

$$n_1\frac{d\Phi}{dt}$$

en avance de 90° sur le flux, donc :

$$-jn_1\omega\Phi,$$

et la différence de potentiel totale aux bornes de l'ensemble primaire égale à Ke_g (K facteur d'amplification) est

$$Ke_g = \overline{\rho i_1} - jn_1\omega\Phi \text{ (}^1\text{)}.$$

La relation (1) peut s'écrire

$$R\Phi = \overline{n_1 i_1} + n_2^2 C\omega^2\Phi + jn_2^2\frac{\omega\Phi}{r_2}(^1),$$

d'où, en désignant par n le rapport de transformation et en posant $\frac{R}{n_1} = R'$.

$$i_1 = (R' - n_2 nC\omega^2)\Phi - jn_2 n\frac{\omega\Phi}{r_2}.$$

D'autre part la différence de potentiel aux bornes du primaire étant $-jn_1\omega\Phi$ on voit que pour les basses fréquences lorsque $R' - n_2 nC\omega^2$ est positif, le courant dans l'enroulement primaire est en retard sur la force électromotrice à ses bornes, le primaire du transformateur se comporte comme un circuit ayant de la résistance et de l'impédance.

Pour

$$R' - n_2 C\omega^2 = 0,$$

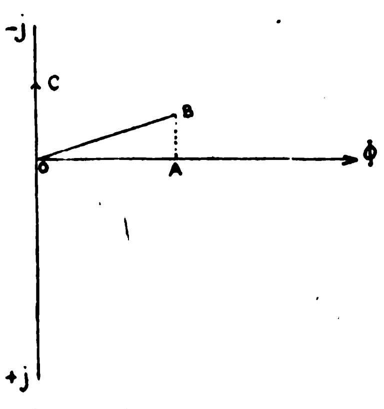
(1) Le trait indique un vecteur.

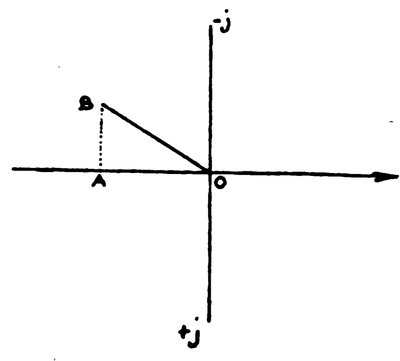
le courant dans le primaire se comporte comme une résistance pure et si $R' - n_2 n C\omega^2 < 0$, le courant est en avance sur la différence de potentiel à ses bornes, le transformateur se comporte comme une résistance en série avec une capacité.

Un diagramme fera mieux comprendre ce que nous voulons dire :

Dans le cas où

$$R' - n_2 n C\omega^2 = 0,$$





$OA = (R' - n_2 n C\omega^2)\Phi,$
$AB = \dfrac{n_2 n\omega\Phi}{r_2},$
$OB = i_1, \quad OC = n_1\omega\Phi.$

$OA = (n_2 n C\omega^2 - R')\Phi,$
$AB = \dfrac{n_2 n\omega\Phi}{r_2},$
$OB = i_1, \quad OC = n_1\omega\Phi.$

i_1 est égal à $-\dfrac{jn_2 n\omega\Phi}{r_2}$ il est en phase avec la différence de potentiel $e_1 = -jn_1\omega\Phi$ aux bornes du primaire, le transformateur se comporte comme une résistance pure égale à :

$$\frac{e_1}{i_1} = \frac{r^2}{n \times \dfrac{n_2}{n_1}} = \frac{r_2}{n^2}.$$

C'est le cas invoqué par Latour. On voit que ce n'est qu'un cas particulier du fonctionnement du transformateur.

D'autre part :

$$Ke_g = \overline{\rho i_1} + jn_1\omega\Phi,$$

$$Ke_g = \rho(R' - n_2 n C\omega^2)\Phi - j\left(n_1\omega - n_2 n\frac{\omega}{r_2}\right)\Phi,$$

et comme l'amplitude du vecteur Φ est égale à :

$$\frac{e_2}{n_2\omega},$$

$$Ke_g = \rho\left(\frac{R' - n_2 n C\omega^2}{n_2\omega}\right)e_2 - j\left(\frac{n_1\omega - n_2 n\dfrac{\omega}{r_2}}{n_2\omega}\right)e_2.$$

On voit immédiatement que, e_2 restant constant, l'amplitude du vecteur Ke_g sera minimum quand $(R' - n_2 n C\omega^2)$ s'annule, autrement dit l'amplification maximum sera atteinte quand la fréquence sera telle que le transformateur se comporte comme une résistance pure.

On voit que le transformateur sans fuites que nous avons envisagé se comporte comme un circuit bouchon. Il se produit une résonance parallèle et c'est à ce moment que l'amplification est maximum.

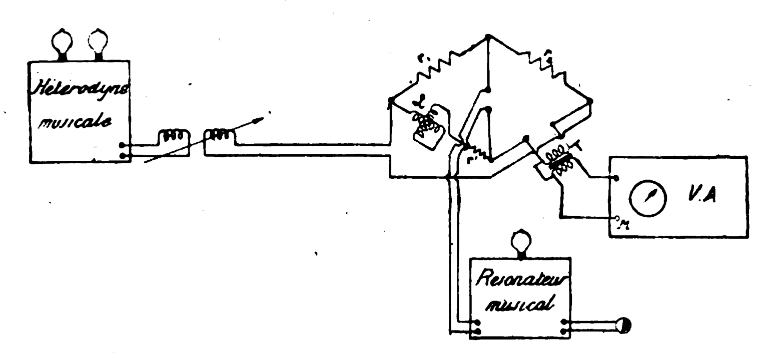
On voit immédiatement que cette résonance est d'autant plus marquée.

1° Que la résistance interne de la lampe est plus grande.

2° Que la réluctance du circuit est plus grande.

L'expérience vérifie ces conclusions.

On a pu avec un système de pont à courant alternatif mesurer



l'impédance d'un transformateur placé, quant au secondaire, dans les conditions normales de fonctionnement.

On avait alors soin, par variation du couplage, de ramener, pour toutes les fréquences, les indications du voltmètre amplificateur, connecté au secondaire aux mêmes valeurs, c'est-à-dire d'assurer la constance de e_2.

La résistance et l'impédance équivalentes du transformateur se calculent par les relations :

$$R = \frac{r' r_2}{r_1},$$

$$L = \frac{\mathcal{L} r^2}{r_1},$$

$\mathcal{L}$ étant l'inductance variable et r' la résistance en série avec $\mathcal{L}$.

Lorsque la fréquence devient suffisamment grande, il devenait nécessaire pour obtenir le silence dans le pont de remplacer $\mathcal{L}$ par

une capacité C; la capacité équivalente, au transformateur se calculait par la formule :

$$\Gamma = \frac{Cr_1}{r_2}.$$

Spécifions d'abord en quoi consistent ces résistances et inductances apparentes.

On les obtiendrait en posant :

$$\frac{e_1}{R + jL\omega} = i,$$

et en remplaçant e_1 par $jn\omega\Phi$ et i_1 par

$$(R' - n_2 n C\omega^2)\Phi - jn_2 \cdot \frac{\omega\Phi}{r_2}.$$

On voit tout de suite que si on maintient e_2 constant, Φ doit rester constant ainsi que e_1 ; i_1 en valeur absolue est minimum, pour $R' - n^2 n C\omega^2 = 0$, donc la résonance correspond à un maximum de R.

C'es ce que l'expérience vérifie bien comme le montre le tableau suivant résumant les mesures faites sur un transformateur AOP

Fréquence	Résistance ohms	Inductance capacitance
500	2 500	3h,5
750	3 500	2,5
1 000	10 350	2
1 500	16 000	0,01 μF
2 000	1 500	0,005 »

On a d'autre part mesuré directement l'amplification du transformateur monté de la même manière (avec les mêmes points communs au primaire et au secondaire).

Le secondaire étant connecté aux bornes d'un voltmètre amplificateur, avec un potentiomètre alimenté par du courant de fréquence musicale, on appliquait une différence de potentiel E_0 aux bornes d'une lampe contenant le primaire du transformateur dans son circuit de plaque. On notait la déviation du voltmètre amplificateur et on cherchait la différence de potentiel E_1 à appliquer aux bornes du voltmètre amplificateur pour obtenir la même déviation : $\frac{E_1}{E_0}$ était le facteur d'amplification du transformateur combiné avec la lampe d'entrée et le dispositif de sortie.

On a bien retrouvé un maximum d'amplification pour des fréquences comprises entre 1 000 et 1 500.

Nous insistons sur la nécessité, dans de semblables mesures, de placer derrière le transformateur un système à plusieurs lampes et non comme on le fait souvent, une seule lampe détectrice. La résistance que nous avons appelée r_2 est beaucoup plus faible quand il s'agit d'une lampe détectrice que d'une lampe amplificatrice et quoique la courbe d'amplification en fonction de la fréquence présente la même allure, on trouve des amplifications moins élevées.

Nous n'avons pas fait mention des pertes par courants induits dans le fer. Leur action est équivalente à celle d'une résistance r' en parallèle avec r_2 et en réalité tout se passe comme si le transformateur était fermé sur une résistance r''_2 telle que

$$\frac{1}{r''_2} = \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r'_2}.$$

Transformateurs avec fuites.

On peut assimiler les fuites à une inductance en série avec le primaire du transformateur.

La différence de potentiel aux bornes du transformateur est égale à la chute de tension dans cette inductance augmentée d'une quantité égale à la force contre électromotrice dans le fer $e_1 = n_1 \omega \Phi$.

Nous avons vu qu'au point de vue de cette force électromotrice le transformateur se comportait comme une résistance en série avec une inductance qui peut être négative.

En désignant par l l'inductance de fuite par R et L la résistance et l'inductance du transformateur on a :

$$i_1 = \frac{e'_1}{R + j(l + L)\omega}$$

Pour des valeurs de ω plus élevées que celles produisant la résonance parallèle dont nous avons parlé, L devient négatif, $L\omega$ est une capacitance. Tout se passe comme si l'inductance apparente L était équivalente à une capacité, et il se produit une résonance série lorsque $l\omega = - L\omega$. A ce moment i_1 passe par un maximum. Si on appliquait directement la différence de potentiel aux bornes du transformateur, on mettrait nettement en évidence à ce moment un maximum d'amplification, tandis qu'au contraire on ne constaterait pas dans ces conditions le maximum correspondant à la résonance parallèle.

Mais il faut tenir compte de la résistance interne de la lampe.

On a alors :

$$i = \frac{Ke_g}{(\rho + R) + j(l + L)\omega}.$$

Au moment où se produit la 2e résonance R est devenu très faible. La valeur du courant i est commandée par la résistance interne de la lampe et ce n'est qu'avec des lampes à résistance interne très faible qu'on pourrait soupçonner ce 2e maximum. Remarquons au contraire que le premier maximum est d'autant plus marqué que la résistance interne est plus grande.

En résumé, on peut dire, et l'expérience l'a vérifié que même avec les transformateurs ayant des entrefers, on n'observe jamais la résonance série sur l'inductance équivalente aux fuites, mais uniquement la résonance parallèle due à l'action du courant magnétisant.

Cette résonance dans les transformateurs basse fréquence qui peut être très utile en radiotélégraphie devient gênante en radiotéléphonie puisqu'elle produit de la distorsion. Pour l'éviter, il faut rejeter cette résonance dans les régions élevées du spectre des fréquences, c'est-à-dire dans les régions de fréquences qui n'interviennent pas dans la voix.

On y arrive en rendant la capacité des enroulements aussi faible que possible par un bobinage convenable.

Nous indiquons ci-dessous les données d'un transformateur réalisé dans ce but par M. Decaux, au Laboratoire de Radio-électricité :

Primaire et secondaire sandwichs,
Primaire 3 sections de 2 000 tours,
Secondaire 4 sections de 5 000 tours.

Remarque sur la résistance apparente filament-grille.

Miller (*Scientific Papers of the Bureau of standards*, n° 351, novembre 1919) a montré que, par suite des diverses capacités internes d'une lampe, lorsqu'une résistance était placée dans le circuit-plaque, tout se passait comme si entre le filament et la grille de la lampe se trouvait intercalés en série une résistance r_g et une capacité c_g.

En désignant par K le facteur d'amplification, par ρ la résistance interne, par R la résistance de charge, par C_1 la capacité filament-grille, C_2 la capacité grille-plaque, C_3 la capacité plaque-filament, on avait pour les basses fréquences :

$$r = \frac{ac + bd}{c^2}, \qquad c_g = \frac{c}{b},$$

avec

$$a = \rho(C_2 + C_3),$$

$$b = \left(1 + \frac{\rho}{R}\right).$$

$$c = KC_2 + \left(1 + \frac{\rho}{R}\right)(C_1 + C_2),$$

$$d = \rho(C_1C_2 + C_2C_3 + C_1C_3).$$

Avec une lampe de coefficient d'amplification 7 pour laquelle

$C_1 = 14,7$ micromicrofarads,
$C_2 = 13,1$ »
$C_3 = 13,1$ »

valeurs trouvées en tenant compte des capacités des supports, pour

$$R = 50\,000 \text{ ohms},$$

on avait

$$r_g = 8.000 \text{ ohms},$$
$$C_g = 47 \text{ micromicrofarads}.$$

La capacité C_g s'ajoute à la capacité propre du transformateur pour la position de résonance.

La valeur de r_g n'est pas la valeur de r_2.

Cette valeur de r_2 se déduirait de celle de r_g pour une fréquence donnée en déterminant la valeur de la résistance à mettre en déviation aux bornes de C_g pour avoir un circuit de même impédance que le circuit constitué par r_g et C_g en série, autrement dit en posant :

$$Z = r_g + \frac{j}{C\omega},$$

on devrait avoir

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{r_2} - jC\omega.$$

Dans les expériences faites au laboratoire r_2 était de l'ordre du mégohm. Dans le cas où le circuit de charge de la plaque de la lampe serait une réactance pure $L\omega$, ce circuit fictif filament-grille serait équivalent pour les basses fréquences à une capacité.

$$C_g = C_1 + C_2,$$

en série avec une résistance négative

$$r_g = -\frac{1}{\rho} \cdot \frac{KC_2}{(C_1 + C_2)^2}.$$

On s'explique ainsi les phénomènes d'accrochage des amplificateurs à transformateurs.

R. Jouaust

DERNIERS PROGRÈS DE LA TRANSMISSION BELINOGRAHIQUE EN FRANCE

Par M. G. OGLOBLINSKI

Ingénieur aux Etablissements Belin.

SOMMAIRE. — Généralités sur la transmission des images. — Détail des appareils. — Synchronisme. — Amplificateurs. — Quelques considérations sur les bandes de fréquences.

Depuis quelques années la science télégraphique moderne porte son attention, pour les transmissions à grandes distances, sur les systèmes télautographiques et téléphotographiques.

Cette tendance répond au désir de la grande Presse et de la clientèle d'affaires pour lesquelles le principal souci est d'avoir une reproduction fidèle de l'original.

La solution de ce problème proposée dès 1907, par M. Edouard Belin comportait l'utilisation de l'encre en relief pour la transmission des textes et dessins et de gélatines bichromatées pour la téléphotographie. Cette solution faisait appel à des procédés purement mécaniques, l'organe de transmission étant soit un petit rupteur rapide pour le trait, soit un microphone pour la photographie.

La nécessité pour le public d'employer une encre spéciale était un obstacle au développement général de ce système de télégraphie; de même le reportage photographique était considérablement retardé par les délicates opérations du tirage des épreuves sur gélatines bichromatées.

Mais en 1925, l'industrie française, parvint à une fabrication vraiment industrielle des cellules photo-électriques. C'est alors que le service d'études des Etablissements Edouard Belin s'appliqua à perfectionner les méthodes de téléphotographie et de télestéréographie en faisant appel à la photo-électricité.

De nombreux montages furent successivement expérimentés, certains d'entre eux ont été rendus publics comme par exemple le montage d'amplification en courant continu présenté à l'Exposition de Physique de juin 1927. L'obstacle principal à l'utilisation de ce

montage était son instabilité très grande de fonctionnement. Cette instabilité a été citée par M. Toulon dans la conférence qu'il avait faite en décembre devant la S. T. S. F. Elle avait été d'ailleurs aussitôt constatée par les Américains au cours des études sur la Télévision (voir la publication de l'American Institute of Electrical Engineer de juin 1927).

Devant les difficultés résultant de l'emploi de ce procédé, nous avons utilisé un type d'amplificateur devenu classique, c'est-à-dire l'amplificateur à fréquence musicale avec liaisons par transformateurs ou par résistances-capacités.

Pour permettre l'emploi de cet amplificateur, on fait appel à un courant porteur de fréquence musicale, les amplitudes de ce dernier étant modulées par la cellule, suivant la tonalité des points à transmettre.

Ici, il est bon d'ouvrir une parenthèse et d'exposer d'une manière générale les méthodes de transmission des images ou des textes.

Tous les systèmes télautographiques et téléphotographiques procèdent par décomposition de l'image en un nombre plus ou moins grand de points transmis successivement, le procédé de décomposition variant d'un système à l'autre. A la réception, la synthèse de l'image résulte de la juxtaposition des différents points reçus, cette juxtaposition se faisant dans le même ordre et aux mêmes instants que l'analyse de l'émission.

Pour différencier les points les uns des autres, ces systèmes font appel, soit à la valeur instantanée de l'amplitude, soit à la valeur de la fréquence du courant porteur à amplitude constante. D'ailleurs, cette idée de transmettre télégraphiquement les photographies par courant porteur modulé avait été émise pour la première fois par M. Belin, dès 1912.

A la réception, de nombreux procédés permettent de transformer cette modulation d'amplitude ou de fréquences en une modulation de lumière puis, par un système optique convenable, cette lumière modulée est concentrée en un point devant lequel défile un papier photographique. Pour mémoire, on peut signaler les procédés qui utilisent des phénomènes électro-chimiques ou purement mécaniques. Ces procédés, tirés depuis peu de l'oubli, sont inutilisables pour un trafic commercial.

Le procédé le plus usuel pour l'analyse de l'image consiste à la fixer sur un cylindre animé d'un mouvement hélicoïdal ; le pas,

c'est-à-dire le déplacement axial du cylindre pendant un tour, détermine la finesse d'exploration du document.

Les Etablissements Edouard Belin pour leurs transmissions produisent le courant porteur à fréquence musicale par la rupture périodique du faisceau lumineux explorant le document à transmettre, cette rupture périodique étant elle-même réalisé par un

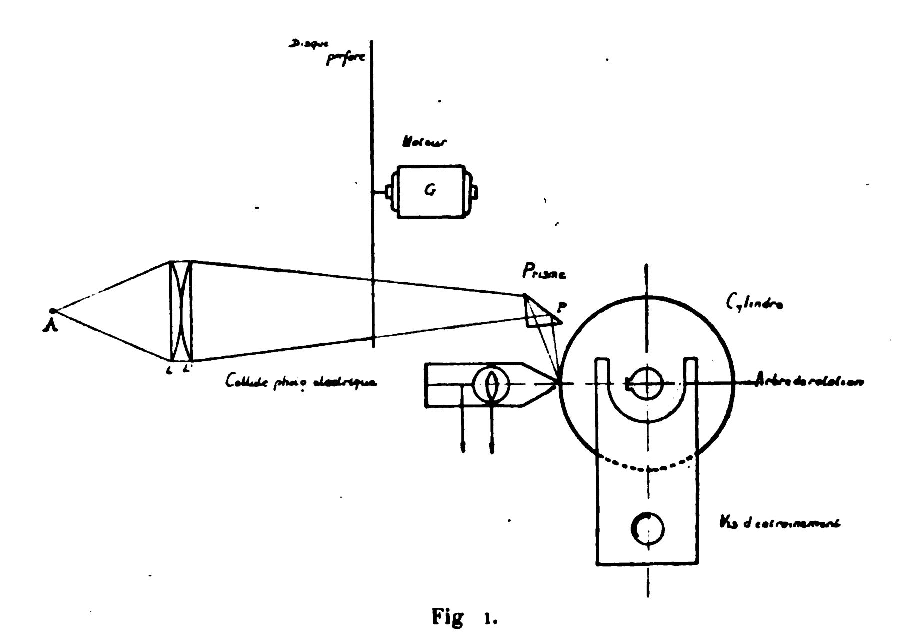


Fig 1.

disque perforé entraîné à l'aide d'un moteur électrique, le système optique complet d'exploration se présente de la façon suivante (fig. 1).

Une lampe type auto A, c'est-à-dire une lampe à filament très poussé, forme, grâce au système optique des lentilles LL', prisme P, une tache lumineuse de faible diamètre sur le document à transmettre. La cellule C est placée dans une chambre noire D portant un cône E percé en son sommet d'un petit trou de 2/10 de mm environ ; ce dernier est placé en regard de la tache lumineuse. Ce trou agit comme objectif et forme sur la cathode de la cellule l'image du point exploré, l'intensité lumineuse reçue par la cathode étant fonction de sa tonalité. En F est placé le disque ruptant la lumière, entraîné par un petit moteur G.

Le courant photo-électrique livré par la cellule est donc un courant interrompu à fréquence musicale dont les amplitudes repré-

sentent à une certaine échelle les diverses gradations de tonalité du document à transmettre (fig. 2).

On conçoit aisément que la fréquence des interruptions dépende du réglage de la vitesse du moteur G, ce qui permet d'adapter très facilement cette fréquence « porteuse » aux constantes de la ligne téléphonique ou du poste de T. S. F.

Les amplitudes du courant interrompu varient dans des limites

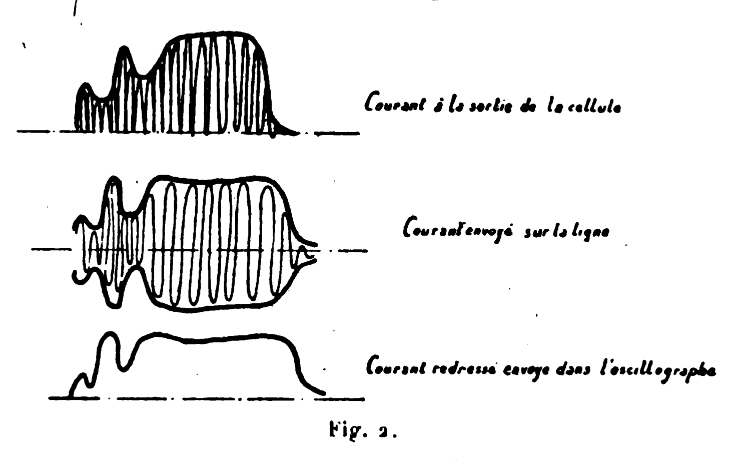


Fig. 2.

assez étendues. Elles atteignent leur valeur maxima sur les parties blanches de l'image pour retomber presque à zéro sur les noires. Cette méthode de transmission est analogue aux transmissions de téléphonie par T. S. F. sans courant porteur, mais avec les deux bandes latérales de modulation.

La largeur totale de ces bandes de fréquences est d'autant plus grande que la vitesse d'exploration est plus élevée. On reviendra du reste sur ces considérations de fréquences en envisageant les vitesses maxima de transmission pouvant être atteintes en pratique sur ligne et par T. S. F. (Voir aussi la publication des *Bell Telephon Laboratories Frequency relations in electrical* communications R. V. Harthley).

Pour la réception, le système Belin d'origine qui joint au maximum de sensibilité une souplesse remarquable d'adaptation aux différents cas pratiques, n'a pas eu à être modifié depuis de longues années. Il utilise un oscillographe Blondel (fig. 3) ; cet oscillographe porte un miroir qui réfléchit sur une échelle un spot ou image lumineuse reçue d'un système optique semblable à une lanterne de Foucault. La position du spot sur l'échelle dépend évidemment de la position du miroir déterminée elle-même par l'intensité du cou-

rant reçu sur l'oscillographe ; une lentille aplanétique placée derrière l'échelle ramène en un point fixe l'image du spot (projection). Sur l'échelle est fixée une gamme de teintes ; cette gamme de teintes est formée d'une petite bande de film impressionnée suivant un dégradé allant du noir au blanc. Lorsque le rayon lumineux est réfléchi par le miroir sur la partie noire de la gamme il est arrêté ; s'il passe dans la partie claire de la gamme, il est plus ou moins absorbé suivant le point de la gamme frappé ; il suffira

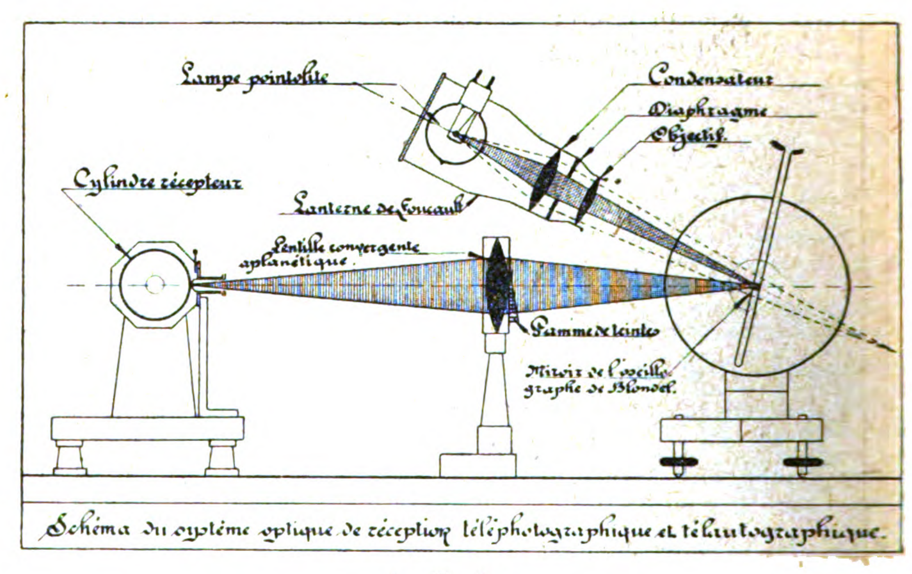


Schéma du système optique de réception téléphotographique et télautographique.

Fig. 3.

donc de placer au point de concours des rayons lumineux, un papier sensibilisé pour avoir la traduction des variations de tonalité de l'original.

Un des principaux avantages de ce système est la facilité avec laquelle il permet de corriger les défauts de gradation introduits dans l'épreuve de réception par les nombreux amplificateurs, lignes, etc... ; il suffit, en effet, de modifier convenablement la loi de variation du dégradé dans la gamme de teintes ; on peut même facilement changer le caractère de l'épreuve en la rendant à volonté dure ou douce.

Dans les considérations générales développées au début de cet exposé, il a été signalé que les points correspondants du document et de l'image à la transmission et à la réception devaient être explo

rés simultanément. En d'autres termes, il faut réaliser un synchronisme aussi parfait que possible entre les mouvements des cylindres émetteur et récepteur, généralement éloignés de plusieurs centaines et même de milliers de kilomètres. Il est fait appel pour cela aux propriétés bien connues d'un diapason entretenu électriquement.

Ce diapason commande une roue phonique *c* (fig. 4) qui, par

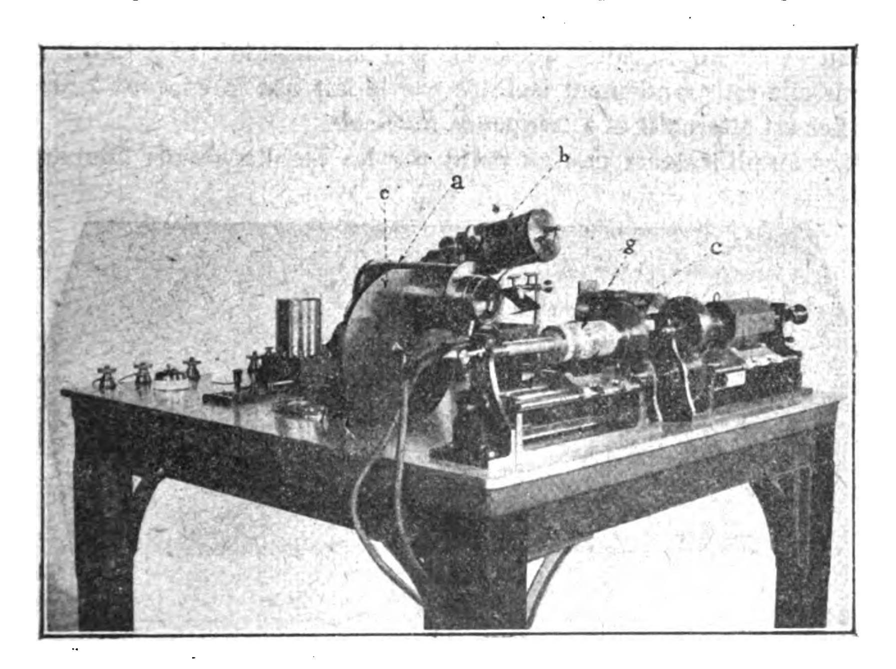


Fig. 4.

l'intermédiaire d'un jeu d'engrenages entraîne le cylindre d'émission ou de réception. Le synchronisme des mouvements de ces deux cylindres sera obtenu dès que les diapasons seront eux-mêmes en synchronisme. La mise en synchronisme des diapasons s'effectuant, soit par un procédé stroboscopique, soit par l'envoi d'une épreuve de réglage.

En dehors de la question de synchronisme, il faut aussi assurer la mise en page rigoureuse de l'épreuve reçue. Cette mise en page est réalisée automatiquement par l'envoi de tops par le poste émetteur au début de chaque épreuve. Ces tops agissent à la réception par l'intermédiaire d'un relais sensible sur un débrayage instantané à segments.

Sur la figure 4, on voit en plus les sources lumineuses d'émission et de réception *a* et *b*, c'est-à-dire le carter contenant le disque ruptant la lumière *e*, le cylindre de transmission *g* et enfin le cylindre de réception, ce dernier étant enfermé dans une boîte étanche à la lumière.

Qu'il s'agisse de transmission par fil ou par radio, l'énergie dont on dispose à la sortie de l'ampoule photo-électrique est beaucoup trop faible pour que l'on puisse songer à l'utiliser directement ; une amplification préalable très importante s'impose donc, mais elle est grandement facilitée par le fait que le courant à amplifier est alternatif et à fréquence musicale.

Les amplificateurs mis au point par les Etablissements Edouard

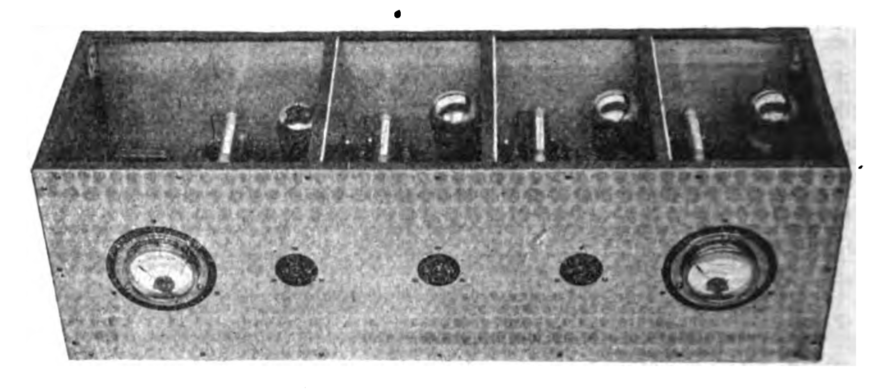


Fig. 5

Belin avec le concours des Etablissements Gaumont, une des rares maisons françaises ayant étudié complètement cette question, sont du type à liaison par transformateurs. La valeur du courant à la sortie de la cellule qui est de l'ordre 10^{-8} à 10^{-7} A est progressivement élevée et atteint, à la sortie, plusieurs dizaines de millis dans une impédance de 600 ohms. La faible valeur du courant à l'entrée des amplificateurs a imposé quelques précautions d'ordre général : mise sous gaine métallique souple des connexions reliant la cellule à l'amplificateur, blindage très soigné de chaque étage (fig. 5) suspension élastique des triodes ; de plus, pour diminuer le régime transitoire des transformateurs de liaison, les enroulements secondaires sont shuntés par des résistances.

Le courant amplifié peut alors être envoyé, soit sur la ligne, soit dans un des derniers étages du modulateur du poste de T. S. F. d'émission. Ces transmissions par T. S. F. sont faites générale-

ment en modulation téléphonique. La profondeur de la modulation est évidemment fonction des caractéristiques du poste employé.

A la réception aussi, l'affaiblissement considérable des lignes ou le peu d'énergie recueilli par l'antenne du poste récepteur, oblige à l'emploi d'amplificateurs. De plus, le fonctionnement de l'oscillographe et sa facilité de réglage sont très améliorés si on lui applique non pas le courant alternatif amplifié, mais ce même courant redressé ou démodulé, malgré la légère déformation des signaux, inhérente à tous les systèmes redresseurs.

On a déjà précédemment développé les considérations qui conduisent, pour une transmission de documents à une vitesse donnée, à prévoir des amplificateurs établis pour une bande de fréquences de largeur déterminée.

Les dimensions normales des épreuves sont de 10 sur 15 cm. Elles sont explorées à raison de quatre lignes au millimètre, ce qui donne une trame de 0 mm, 25 dans le sens de la largeur et donc $\frac{100}{0,25}$ soit 400 lignes à transmettre. La transmission complète de l'épreuve nécessite par suite 400 tours du cylindre.

Il est commode, et la pratique a sanctionné cette manière de voir, de considérer la définition du point comme étant la même suivant la deuxième dimension (longueur), que suivant la première (largeur), c'est-à-dire qu'il y a sensiblement $\frac{150}{0,25} = 600$ points à transmettre par tour du cylindre. La fréquence du courant porteur est environ du double, soit 1 000 ou 1 200 périodes ; dans ces conditions, la bande de fréquence double nécessaire à la transmission de l'épreuve s'étend sur 1 200 périodes environ. Ce calcul suppose que le cylindre tourne à raison de 1 tour seconde et que le flou au bord du carton ou des lettres de l'épreuve reçue ne dépasse pas 0,1 — 0,2 de millimètre. La transmission totale d'une image demande alors 6 minutes 1/2.

Plaçons-nous dans le cas d'une transmission surligne. En voulant réduire la durée de transmission, on se heurte à l'obstacle créé par l'amortissement du circuit, amortissement qui, on le sait, croît très rapidement avec la fréquence.

Actuellement sur les câbles téléphoniques souterrains à grande distance, la fréquence de coupure est voisine de 2 500 périodes par seconde, comme l'a indiqué M. Pages dans une de ses conférences. Ces considérations nous conduisent à situer la vitesse limite de

transmission sur lignes téléphoniques à deux tours par seconde et la durée totale de transmission de l'épreuve à trois minutes environ.

Par T. S. F. le problème se pose différemment, la limite de fréquence de modulation en O. C. et même en ondes moyennes pouvant facilement s'étendre jusqu'à 10 000 points par seconde et même aller au delà (voir la publication déjà citée de l'American Institue of Electrical Engineer de juin 1927, dans laquelle les ingénieurs américains indiquent pour leurs expériences de télévision une vitesse de 25 000 points par seconde avec une fréquence porteuse de 1 575 KC ou sensiblement 190 mètres de longueur d'onde. On peut donc théoriquement tabler sur des durées de transmission de l'ordre de quelques dizaines de secondes, mais si l'on envisage l'application pratique de la télautographie et de la téléphotographie, on voit que ces vitesses sont pour le moment sans intérêt.

En effet, les centres radio-électriques modernes sont reliés par des lignes souvent souterraines aux centres commerciaux dont ils sont forcément éloignés. Ces lignes souterraines possèdent presque toujours une fréquence de coupure, qui crée un obstacle insurmontable à la transmission à grande vitesse. Néanmoins, ces lignes étant de longueur relativement faible, peuvent avoir une section de cuivre assez grande à faible pupinisation et sont par conséquent aptes à transmettre sans amortissement prohibitif une bande de fréquences s'étendant jusqu'à 8 000 périodes par seconde. Dans ces conditions, des vitesses de transmission voisines de quatre tours par seconde pourraient être envisagées, ce qui réduirait la durée totale de transmission du document à une minute et demie. Comme le document peut contenir jusqu'à trois cents mots d'écriture moyenne ou de texte dactylographié, cette durée correspond à une vitesse de 200 mots minute environ.

Ces chiffres ne donnent qu'un ordre de grandeur de la vitesse de transmission. Il importe d'ailleurs de ne pas séparer de l'idée de rendement les avantages inhérents à ces méthodes télégraphiques et notamment ceux qui résultent de la possibilité de transmettre des textes écrits en caractères quelconques, ainsi que de la très grande sécurité vis-à-vis des parasites dus aux phénomènes atmosphériques.

S'il faut insister particulièrement sur la question de la vitesse de transmission, c'est non seulement en raison de l'intérêt immédiat

que présente ce renseignement, mais aussi parce que la technique française se doit de faire savoir qu'elle ne le cède en rien sur ce point à la technique étrangère. Dès le début de 1926 d'ailleurs, les Etablissements Edouard Belin avaient effectué déjà entre Malmaison et Vienne des transmissions bi-latérales de textes et de photographies en véritables demi-teintes qui ont été, les premières transmises par radio sur une semblable distance. Le poste de transmission de Malmaison fonctionnait, cependant, avec une alimentation de 4 kW seulement.

G. OGLOBLINSKI.

UTILISATION DES LAMPES DE T. S. F. POUR LA PRODUCTION DE MUSIQUE ÉLECTRIQUE

Par Eugène AISBERG.

Une des applications des tubes à vide les plus récentes et, de par son imprévu même, des plus intéressantes, est la production de musique électrique. Plusieurs inventeurs ont proposé différents types d'appareils à lampes constituant de véritables instruments de musique dont les possibilités esthétiques ont suscité dans les milieux artistiques un vif intérêt.

Sans vouloir discuter ici le côté esthtétique du problème, ce qui a été fait par M. Maurice d'Ocagne, dont le magistral exposé de la question publié dans le numéro de février 1928, de la *Revue des deux Mondes*, sans même parler des expériences très curieuses, auxquelles se prêtent à merveille les instruments de ce genre, et quelques-unes ont été mentionnées par M. Givelet dans un numéro récent du *Génie Civil*, nous voudrions examiner exclusivement les principes techniques mis à la base de construction de ces appareils.

Dans cet ordre d'idées, nous pouvons partager les instruments de musique électrique (1) en deux catégories.

a) Appareils à production directe de fréquences musicales.

b) Appareils à production de fréquences musicales par interférence de deux fréquences inaudibles (généralement hautes fréquences).

Un son musical étant caractérisé par sa hauteur, son intensité et

(1) Les termes de « musique des ondes hertziennes, musique des ondes. musique radioélectrique » etc., dont on a tant abusé, sont tout à fait impropres, car aucun des appareils en question n'a recours à la transmission par ondes électro magnétiques.

son timbre, voyons quels sont les moyens permettant de créer le son et de changer, à volonté, chacun de ses trois paramètres.

Les appareils du premier type sont constitués par une hétérodyne à basse fréquence, suivie d'un amplificateur à la sortie duquel sont branchés un ou plusieurs haut-parleurs. En faisant varier l'accord du circuit oscillant de l'hétérodyne, on change la hauteur du son produit. Dans un système (dynaphone de M. Bertrand), l'accord se fait par condensateur variable dont le cadran est gradué en notes de l'échelle chromatique ; des condensateurs fixes d'appoint, permettent d'abaisser le « registre » de l'instrument de plusieurs octaves, car la gamme couverte par la variation du condensateur variable seul n'est pas suffisante. On conçoit aisément que ce système de réglage tout en rendant peu aisée la technique de l'exécution, a l'avantage de permettre la variation continue de la hauteur du son. Dans un autre appareil appartenant à la même catégorie et dû à M. Givelet, le réglage de la hauteur du son est effectué au moyen d'un clavier dont chaque touche met en circuit un condensateur fixe qui fait ainsi partie du circuit oscillant ; la capacité des condensateurs est ajustée de façon à ce que les fréquences des divers circuits oscillants résultant de leur mise en contact, correspondent aux fréquences de l'échelle chromatique.

Un condensateur variable supplémentaire mis en parallèle sur le circuit oscillant, permet la transposition instantanée d'une tonalité dans une autre. Avec cet instrument, l'exécution des morceaux d'une technique compliquée est aussi aisée qu'avec le piano, mais une variation continue de la hauteur du son n'est plus réalisable. Quant à la variation de l'intensité du son, le problème et les moyens sont les mêmes que pour le réglage du « volume » dans les récepteurs de T.S.F. ; c'est pourquoi nous ne nous arrêterons pas sur cette question bien connue.

Enfin le timbre du son peut être réglé (ou plutôt ajusté) avant l'exécution d'un morceau, car on n'a que rarement besoin de le faire varier au cours de l'exécution même), soit dans la partie émettrice même, soit dans l'amplificateur à basse fréquence, soit même à la sortie de celui-ci au moyen de filtres appropriés. Le timbre étant caractérisé par le nombre des harmoniques et par la répartition de leurs intensités, il est facile de faire varier le régime sous lequel on fait travailler la lampe oscillatrice (le potentiel grille, la tension plaque, le chauffage des filaments, etc...), de façon à obtenir un courant presque sinusoïdal (timbre de flûte) ou, par contre, un courant riche en harmoniques. De même en changeant

les valeurs de certains éléments de liaison dans l'amplificateur à basse fréquence ou le régime de ses lampes, on peut, à volonté, atténuer, ou par contre, renforcer certaines harmoniques et même en créer de nouvelles.

Passons maintenant à l'examen de la deuxième catégorie des instruments de musique électrique ; nous étudierons d'abord l'appareil de M. Théremin. On sait que M. Théremin a rendu le problème particulièrement complexe en s'imposant la condition de réaliser un appareil permettant de jouer sans toucher à une pièce quelconque de l'appareil.

Dans le théreminvox, le courant de fréquence musicale est produit par l'interférence de deux courants de haute fréquence engendrés par deux hétérodynes H_v et H_c. La fréquence de l'une des deux (H_c) est maintenue constante, tandis que la fréquence de H_v varie à l'approche de la main de l'exécutant vers une tige reliée à l'une des armatures de condensateur variable. Ainsi « l'effet de la main », si ennuyeux à la réception de T. S. F., devient agent utile dans l'appareil de Théremin.

En faisant interférer les fréquences fondamentales, on ne pourrait pas obtenir, dans un tel dispositif, des notes graves, car il aurait fallu, pour cela, accorder H_v à une fréquence très voisine de H_c et, dans ces conditions, étant donné l'existence d'un couplage entre les deux hétérodynes, il y aurait synchronisme des oscillations produites par les deux hétérodynes. Cette difficulté a été contournée au moyen d'un artifice consistant à faire interférer non pas les fréquences fondamentales, mais leurs harmoniques d'ordres différents (par exemple, le deuxième harmonique de H_v avec le troisième de H_c) aussi peut-on obtenir les fréquences musicales les plus basses tout en accordant les deux hétérodynes sur des fréquences fondamentales totalement différentes. On conçoit facilement que, pour obtenir une grande bande de fréquences musicales, il soit avantageux d'utiliser des fréquences très élevées et, dans le circuit oscillant de H_v, la plus faible capacité possible.

Après l'interférence, le courant résultant est détecté et amplifié en basse fréquence. Mais quel est le moyen dont se sert l'inventeur pour régler, et avec quelle souplesse ! l'intensité du son, sans toucher à l'appareil, rien qu'en approchant ou en éloignant sa main d'une spire de bobine, reportée à l'extérieur de l'appareil. Si l'on pense que ce réglage d'intensité est complètement indépendant du réglage de la hauteur du son, on conçoit que le problème soit particulièrement complexe. Nous avons eu l'occasion d'interviewer le

professeur Théremin, lors de son passage à Paris au mois de décembre de l'année dernière ; nous avouons, avec honte, avoir oublié de le questionner sur ce sujet important. Nous sommes donc réduits à faire des hypothèses ; voici celle qui a été émise par M. Mesny qui a bien voulu s'entretenir avec nous sur la question. Il faut supposer que la fréquence de H_c est maintenue constante au moyen d'un stabilisateur à quartz. Or, la spire sortant de l'appareil fait partie de la bobine du circuit oscillant de H_c ; ainsi en approchant la main de cette spire on désaccorde plus ou moins (par le même effet de capacité dont on se sert déjà pour le réglage de la hauteur), ce circuit et ainsi l'intensité des oscillations tombe rapidement, car la courbe de résonance du quartz est très pointue.

Quant au timbre, il est évident que Théremin a dû avoir recours aux mêmes moyens que ceux que nous avons mentionnés plus haut en parlant des appareils de la première catégorie.

La constitution de l'appareil de M. Martenot est plus simple, car ici des réglages plus « matériels » sont permis ; sa constitution est, dans ses grandes lignes, la même que celle du théréminvox.

Le défaut commun de tous ces appareils est de ne pas permettre l'exécution de morceaux polyphoniques et c'est, croyons-nous, là que réside le problème auquel devront s'attacher avant toute autre chose, les chercheurs futurs. Il est possible que lorsqu'il sera résolu, les instruments de musique électrique, avec leur richesse de timbres inépuisables, se trouveront portés dans le rang des instruments de musique au même niveau que le piano et peut-être même plus haut.

E. Aisberg.

Union Radiotélégraphique Scientifique Internationale

DIAGRAMME DES CHAMPS ÉLECTRIQUES MESURÉS A MEUDON PENDANT LE DEUXIÈME SEMESTRE 1927

Les diagrammes ci-après donnent les champs électriques en microvolts par mètre de Bordeaux (LY), Nantes (UA), Rocky Point (WSS) et Leafield (GBL). Ces éléments ont été mesurés à Meudon par la méthode indiquée au n° 1 de l'*Onde Electrique* (janvier 1922).

Les résultats des mesures précédentes sont contenus dans les numéros 10, 17, 22, 25, 31, 35, 37, 44, 48, 52, 53, 70 et 72.

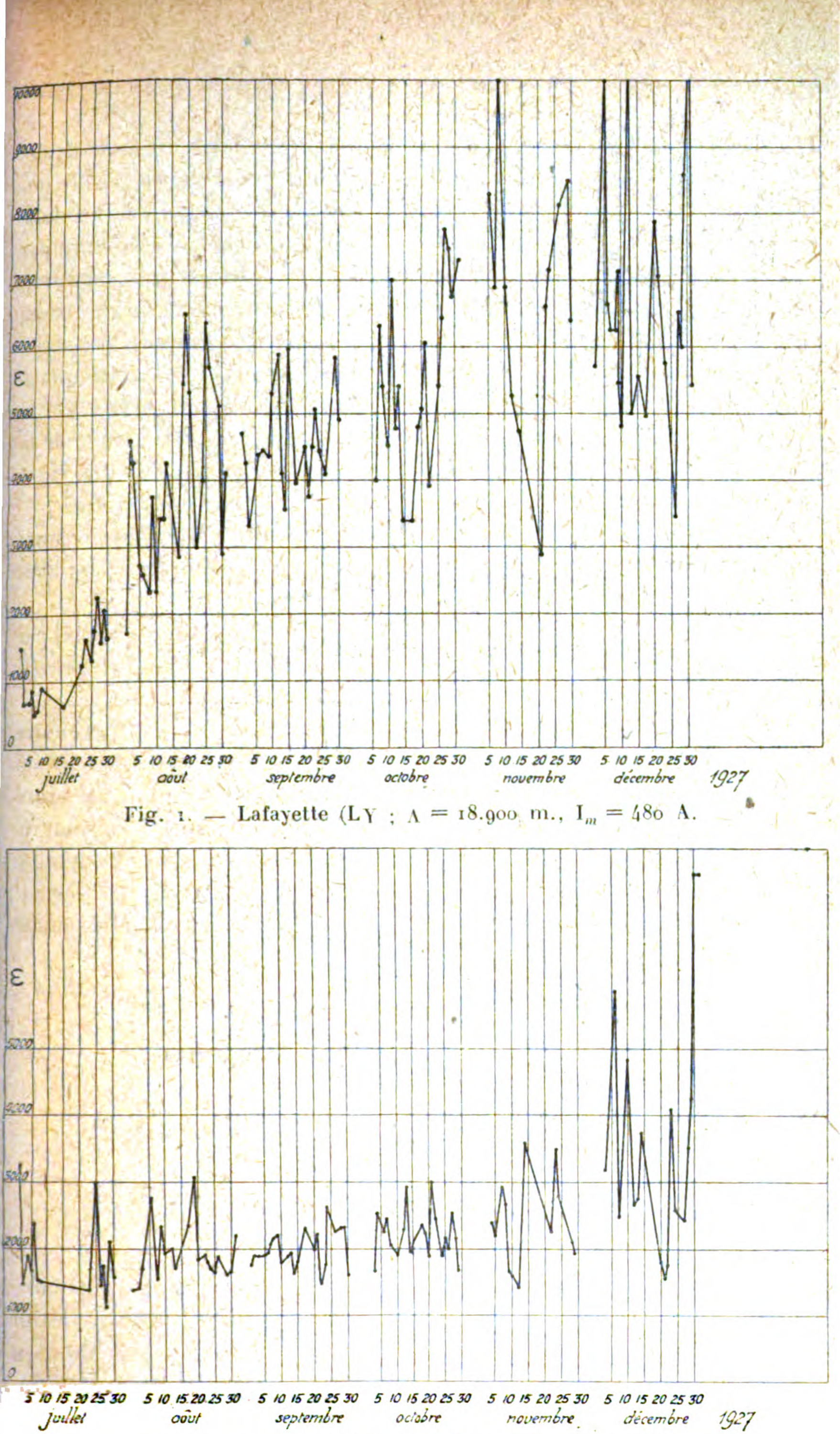


Fig. 1. — Lafayette (LY ; Λ = 18.900 m., I_m = 480 A.

Fig. 2 — Nantes (UA.) ; Λ = 8.000 m., I_m = 280 A.

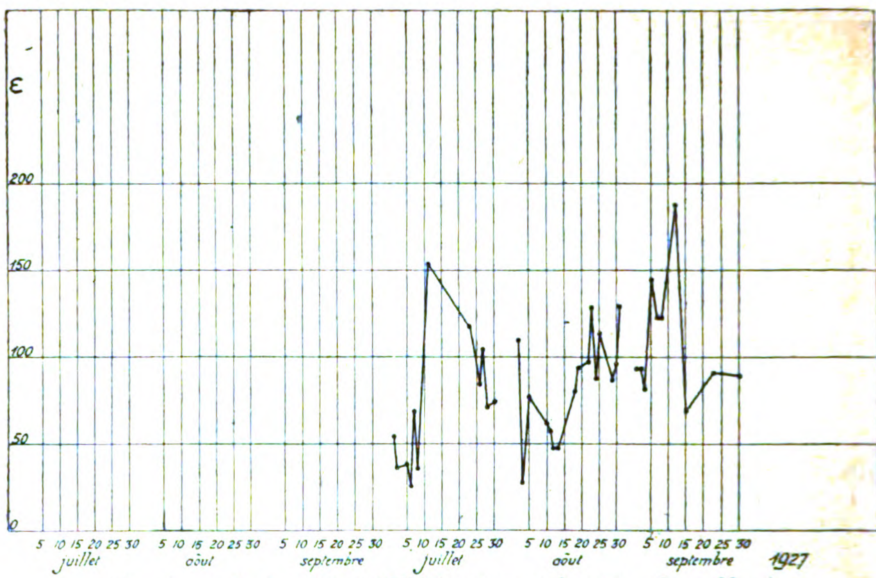


Fig. 3. — Rocky Point (WSS.) ; Λ = 17.610 m., I_m = 680 A.

(Dans la partie droite du graphique, au lieu de juillet, août et septembre, lire octobre, novembre et décembre).

Fig. 4. — Leafield (GBL.) ; Λ = 12.350 m. I_m = 210 A.

BAR-LE-DUC. IMP. COMTE-JACQUET

L'éditeur-gérant : ÉTIENNE CHIRON.

LES CAPACITÉS INTERNES DE LA LAMPE A PLUSIEURS ÉLECTRODES

Par CZESLAW RAJSKI (1).

SOMMAIRE. — Dans cet article, l'auteur montre qu'on ne peut utiliser les formules électrostatiques pour le calcul des capacités internes des tubes électroniques. Le calcul correct nécessite l'étude du champ autour des électrodes de la lampe ; l'auteur le fait dans les cas d'électrodes planes et d'électrodes cylindriques. Il en conclut que dans un triode, au lieu des trois capacités filament-grille, filament-plaque, grille-plaque seules à considérer dans une lampe éteinte, il faut tenir compte de quatre capacités : capacité propre de la grille, capacité propre de la plaque, capacité grille-plaque, capacité plaque-grille.

Le problème de l'influence de la charge d'espace sur la capacité entre électrodes d'un tube à vide, n'a été jusqu'à présent, à ma connaissance, ni étudié, ni résolu. Les rares essais tentés dans cette voie se rapportent à des phénomènes primitifs et ne touchent pas la lampe à trois électrodes pour laquelle cette question est d'une importance capitale. Même dans les études les plus sérieuses, on définit les capacités internes par des formules électrostatiques, et on se sert ensuite de ces formules, d'une manière, qui dès le premier abord, exige de très grandes réserves.

En électrostatique, en effet, on définit la capacité par la formule :

$$c = \frac{Q}{V},$$

exprimant ainsi que les charges sont proportionnelles aux différences de potentiel. Or, il est impossible de soutenir, *a priori*, que cette proportionnalité subsiste quand, dans un système composé de conducteurs et de diélectriques, commencent à s'écouler des charges spatiales.

En radiotechnique, la capacité, élément d'un circuit, joue un rôle important parce qu'elle laisse passer les courants alternatifs

(1) **Article paru dans la Revue Radiotechnique** *Przeglad Radiotechniczny*, **organe de la Société des Radiotechniciens polonais.** — Traduit et adapté par G. Teyssier, **Ing. radio E. S. E.**

conformément à la loi fondamentale

$$i = c \cdot \frac{dV}{dt}, \qquad (1)$$

Or, nous savons que

$$i = \frac{dQ}{dt},$$

ce qui définit la capacité par l'expression

$$c = \frac{dQ}{dV}. \qquad (2)$$

La définition électrostatique n'est qu'un cas particulier de cette dernière formule.

Etude du champ autour des électrodes de la lampe.

Pour aller plus loin, il est indispensable de connaître les charges de la grille et de l'anode pendant le fonctionnement de la lampe.

Ces charges peuvent être calculées par la loi de Gauss :

$$\Phi = 4\pi Q,$$

soit

$$Q = \frac{1}{4\pi} \cdot \Phi = \frac{1}{4\pi} \iint E_n dS, \qquad (3)$$

où E_n désigne la composante normale à l'élément de surface dS du vecteur champ électrique,

$$E = -\text{ grad. } V$$

l'intégration ayant lieu sur la surface fermée possédant toute la charge Q.

Pour trouver la valeur de l'intensité du champ au voisinage de la grille et de la plaque, il faut scrupuleusement étudier la répartition des potentiels dans la lampe, ce que nous allons faire pour un système d'électrodes planes et d'électrodes cylindriques.

1° *Systèmes d'électrodes planes.* — L'équation différentielle d'un système d'électrodes planes est de la forme :

$$\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{4\pi i}{\sqrt{2\gamma V}} \text{ (}^1\text{)}, \qquad (4)$$

où γ est le rapport de la charge de l'électron à sa masse, i est le

(1) Voir Groszkowski : *Les Lampes à plusieurs électrodes*, p. 29, E. Chiron, éditeur.

courant débité par cm^2 de surface de grille ou de plaque, x est la distance de l'anode considérée à la cathode.

Cette équation, pour l'espace filament-grille, doit satisfaire aux conditions limites suivantes :

pour $x = 0$, $V = 0$

$E = 0$

sa solution est de la forme :

$$V = \alpha x^{\frac{4}{3}} \tag{5}$$

où on a :

$$\alpha = (9\pi i)^{\frac{2}{3}} (2\gamma)^{-\frac{1}{3}}.$$

Ce coefficient α, et par conséquent le courant i pouvant être défini par la condition supplémentaire :

Pour $x = x_g$ $V = V' = \frac{K}{K+1} V_g + \frac{1}{K+1} V_a$,

qui signifie que le courant de plaque (d'anode) est fonction de la tension active (stuerspannung) régnant dans le plan de la grille [1].

Tout ceci suppose cependant que les maillons de la grille, de grosseur finie, ne déforment pas le champ et que les surfaces équipotentielles dans tout l'espace filament-plaque sont des plans parallèles, ou selon le cas des cylindres co-axiaux.

L'équation différentielle (4) est également satisfaite dans tout l'espace grille-plaque, ce qui résulte de la manière dont elle a été calculée. Sa solution doit cependant satisfaire aux deux conditions suivantes :

pour $x = x_g$ $V = V'$

pour $x = x_a$ $V = V_a$

dont la signification physique est claire.

Cette solution n'est donc pas la fonction de l'équation (5) comme on le voit clairement dans l'interprétation graphique de la figure 1. La parabole d'exposant 4/3 caractérisant la répartition des potentiels dans l'espace filament-grille ne passera pas forcément par un point quelconque C (fig. 1). Rien n'indique même l'allure de la courbe représentant la fonction cherchée. Il faut donc chercher une solution approchée.

Considérons pour cela un simple kénotron à électrodes planes,

(1) Voir Groszkowski : *Les Lampes à plusieurs électrodes*, p. 65, E. Chiron, éditeur.

dans lequel la répartition des potentiels est linéaire lorsque le circuit de chauffage est ouvert (filament éteint). L'allumage du filament provoque une déformation de cette répartition par suite de la présence d'une charge spatiale qui n'existait pas auparavant. Cette déformation transforme la loi linéaire en une loi à caractère parabolique d'exposant 4/3 à condition que le filament puisse fournir une quantité suffisante d'électrons. Si l'émission du filament est insuffisante, et inférieure à celle prévue par l'équation de Langmuir, la déformation de la répartition des potentiels diminue, et il est probable que l'intuition ne nous trompe pas en nous disant

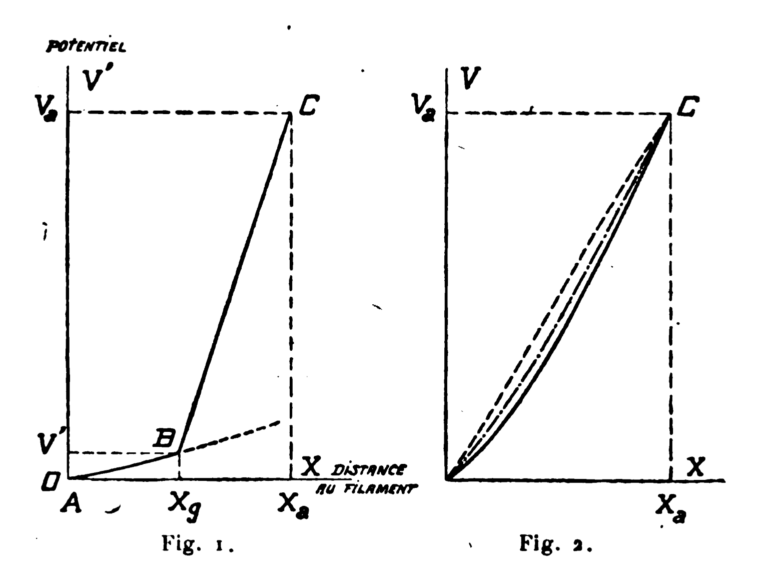


Fig. 1. Fig. 2.

que la courbe de répartition est alors comprise entre la droite et la parabole (fig. 2).

Il est clair que plus la tension de plaque sera grande, plus la courbe inconnue se rapprochera de la ligne droite. Or, dans l'espace grille-plaque d'une lampe à trois électrodes, les conditions sont très voisines de celles d'un kénotron fonctionnant au voisinage de la saturation. En effet, il est facile de se rendre compte que la suppression de la grille, la tension de plaque restant constante, donnerait au courant de plaque une valeur plusieurs fois supérieure à celle obtenue en présence de la grille. La répartition des potentiels est donc très différente de celle indiquée par la formule de Langmuir et nous supposerons qu'elle est linéaire.

L'intensité du champ entre grille et plaque est alors constante et

égale à :

$$E'' = \frac{V_a - V'}{x_a - x_g} = \frac{V_a - V_g}{x_a - x_g} \cdot \frac{K}{K+1}.$$

L'intensité du champ entre le filament et la grille reste fournie par l'équation (5)

$$E = \frac{dV}{dx} = \frac{4}{3}\frac{V}{x},$$

qui devient dans le plan même de la grille

$$E' = \frac{4}{3} \cdot \frac{V'}{x_g} = \frac{4}{3x_g}\left[\frac{K}{K+1} V_g + \frac{1}{K+1} V_a\right].$$

La formule (3) permet alors de calculer la charge de la grille.

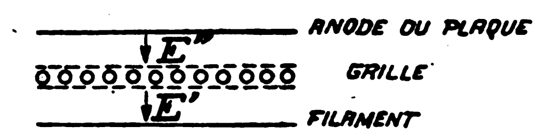


Fig. 3.

Dans cette intégration et dans les suivantes nous supposerons que le champ ne subit pas de déformations sur les bords, et qu'il est voisin de zéro dans les conducteurs.

En désignant par S la surface d'intégration on a :

$$Q_g = \frac{S}{4\pi}(E' - E''),$$

ou E' et E'' ont des directions opposées (fig. 3), soit en effectuant les calculs

$$Q_g = \frac{S}{4\pi} \cdot \frac{1}{K+1}\left[V_g.K\left(\frac{4}{3x_g} + \frac{1}{x_a - x_g}\right) + V_a\left(\frac{4}{3x_g} - \frac{K}{x_a - x_g}\right)\right] \quad (6)$$

on calculerait de même la charge de la plaque :

$$Q_a = \frac{S}{4\pi} \cdot \frac{V_a \quad V_g}{x_a - x_g} \cdot \frac{K}{K+1} \quad (7)$$

2° *Système d'électrodes cylindriques.* — Nous esquisserons seulement les calculs qui sont les suivants :

L'équation différentielle de répartition des potentiels :

$$\frac{d^2V}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{dV}{dr} = \frac{2i}{r\sqrt{2\gamma V}}, \quad (8)$$

où r est la distance à l'axe, et i le courant par cm de longueur,

possède en tenant compte des conditions aux limites une solution, qui dans l'espace filament-grille est de la forme :

$$V = \delta r^{\frac{2}{3}}.$$

Elle permet de calculer l'intensité du champ sur la grille, du côté du filament :

$$E' = \frac{2}{3} \cdot \frac{V'}{r_g}.$$

Nous supposerons ensuite pour les mêmes raisons que ci-dessus que la répartition des potentiels entre la grille et la plaque satisfait aux relations électrostatiques :

$$V = V' + \frac{V_a - V'}{l_n \frac{r_a}{r_g}} l_n \frac{r}{r_g},$$

d'où on déduit l'intensité du champ sur la grille du côté de la plaque :

$$E'' = \frac{V_a - V'}{l_n \frac{r_a}{r_g}} \cdot \frac{1}{r_g},$$

et l'intensité du champ sur la plaque :

$$E_a = \frac{V_a - V'}{l_n \frac{r_a}{r_g}} \cdot \frac{1}{r_a}.$$

En intégrant suivant la formule (3) on peut calculer la charge de la grille :

$$Q_g = \frac{1}{4\pi} \cdot 2\pi\, r_g . l \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{V'}{r_g} - \frac{V_a - V'}{l_n \frac{r_a}{r_g}} \cdot \frac{1}{r_g} \right)$$

$$= \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{K+1} \left[V_g . K(1+m) + V_a(1 - Km) \right], \qquad (9)$$

et la charge de la plaque :

$$Q_a = \frac{l}{2 l_n \frac{r_a}{r_g}} \cdot \frac{K}{K+1} (V_a - V_g), \qquad (10)$$

où l désigne la longueur du système et

$$m = \frac{S}{2 l_n \frac{r_a}{r_g}}. \qquad (11)$$

Les formules (6), (7), (9) et (10) constituent la fin de la première partie de notre travail.

Expression des capacités entre électrodes.

Calculons maintenant d'après la définition de la formule (2) les capacités entre électrodes.

La capacité grille-plaque s'exprime par la formule :

$$C_m = \frac{d_a Q}{d V_g},$$

c'est-à-dire par le rapport des variations de charge de la plaque aux variations de potentiel de la grille. Mais, puisque cette charge est fonction tant du potentiel de la grille que de celui de la plaque

$$Q_a = f(V_g, V_a),$$

on peut écrire :

$$C_m = \frac{\partial Q_a}{\partial V_g} + \frac{\partial Q_a}{\partial V_a} \cdot \frac{d V_a}{d V_g}. \qquad (12)$$

L'expression $\frac{\partial Q_a}{\partial V_g}$ peut s'appeler capacité élémentaire grille-plaque.

Tandis que $\frac{\partial Q_a}{\partial V_a}$ serait la capacité propre de la plaque, et C_m la capacité totale de la grille.

Pour un système d'électrodes planes on trouve les valeurs suivantes :

$$\frac{\partial Q_a}{\partial V_g} = -\frac{S}{4\pi(x_a - x_g)} \cdot \frac{K}{K+1},$$

$$\frac{\partial Q_a}{\partial V_a} = \frac{S}{4\pi(x_a - x_g} \cdot \frac{K}{K+1}.$$

La troisième dérivée entrant dans la formule 12 dépend des conditions de travail de la lampe. La théorie générale [1] donne :

$$\frac{d V_a}{d V_g} = -\frac{K}{1 + \frac{\rho}{R}},$$

ou ρ désigne la valeur de la résistance intérieure de la lampe et R la résistance extérieure placée dans le circuit de plaque.

On trouve donc :

(1) Voir Groszkowski, p. 105.

$$C_m = -\frac{S}{4\pi(x_a - x_g)} \cdot \frac{K}{K+1}\left(1 + \frac{K}{1+\frac{\rho}{R}}\right). \qquad (13)$$

Cette expression passe par un maximum quand on a

$$R \geqslant \rho,$$

et ce maximum est :

$$C_{m\,max.} = -\frac{SK}{4\pi(x_a - x_g)}.$$

Pour la lampe américaine normale U.V.20.I.A, par exemple, on a :

$S = 6{,}4\ cm^2$, $k = 8$, $x_a = 0{,}32$ cm, $x_g = 0{,}16$ cm

soit :

$$C_{m\,max.} = -25\ cm.$$

Pour un système d'électrodes cylindriques on trouverait en partant de la formule (10) :

$$\frac{\partial Q_a}{\partial V_g} = -\frac{l}{2l_n\frac{r_a}{r_g}} \cdot \frac{K}{K+1},$$

$$\frac{\partial Q_a}{\partial V_a} = \frac{l}{2l_n\frac{r_a}{r_g}} \cdot \frac{K}{K+1},$$

d'où :

$$C_m = -\frac{l}{2l_n\frac{r_a}{r_g}} \cdot \frac{K}{K+1}\left(1 + \frac{K}{1+\frac{\rho}{R}}\right), \qquad (14)$$

ce qui donne pour les lampes « R » (genre type T.M) ou pour les lampes E (Philips) :

$k = 10$, $r_a = 0{,}5$ cm, $r_g = 0{,}2$ cm, $l = 1{,}5$ cm

$$C_m = -0{,}75\left(1 + \frac{10}{1+\frac{\rho}{R}}\right),$$

soit pour de grandes résistances extérieures :

$$C_{m\,max.} = -8{,}2\ cm.$$

En général, si on pose $\frac{\partial Q_a}{\partial V_g} = p$ on peut écrire pour tous les systèmes d'électrodes :

$$\frac{\partial Q_a}{\partial V_a} = -p,$$

ce qui résulte des formules (7) et (10), d'où :

$$C_m = p\left(1 - \frac{dV_a}{dV_g}\right). \qquad (15)$$

Puisque la tension de plaque est décalée de 180° par rapport à la tension de grille, le signe de C_m ne dépend que du signe de p. Il en résulte que p doit toujours être négatif, comme le montrent d'ailleurs les formules (7) et (10) et l'interprétation graphique de la figure 1. Un accroissement de tension de la grille provoque un déplacement du point B vers le haut en diminuant la pente de la droite BC. Puisque cette pente est égale à l'intensité du champ électrique, la charge de la plaque diminue à mesure que croît la tension de grille, ce qui correspond à un effet de *capacité négative*.

Le courant qui traverse un condensateur de capacité négative, sous l'effet d'une tension alternative, et sinusoïdale, est en retard sur la tension appliquée au lieu d'être en avance sur elle. Nous n'avons cependant pas le droit d'écrire qu'un tel condensateur présente une résistance inductive, puisque l'expression (1) reste valable et qu'un système composé d'une capacité positive et de cette capacité négative ne posséderait aucune propriété de résonance.

De la même manière la « capacité d'entrée » d'une lampe serait définie par la formule :

$$C = \frac{dQ_g}{dV_g} = \frac{\partial Q_g}{\partial V_g} + \frac{\partial Q_g}{\partial V_a} \cdot \frac{dV_a}{dV_g}, \qquad (16)$$

ou, pour un système d'électrodes planes :

$$\frac{\partial Q_g}{\partial V_g} = \frac{S}{4\pi} \cdot \frac{K}{K+1}\left(\frac{4}{3x_g} + \frac{1}{x_a - x_g}\right),$$

$$\frac{\partial Q_g}{\partial V_a} = \frac{S}{4\pi} \cdot \frac{K}{K+1}\left(\frac{4}{3x_g} + \frac{K}{x_a - x_g}\right),$$

et en remarquant que :

$$\frac{dV_a}{dV_g} = -\frac{K}{1 + \frac{\rho}{R}},$$

il vient :

$$C_{\text{entrée}} = \frac{S}{4\pi} \cdot \frac{K}{K+1}\left[\frac{4}{3x_g} + \frac{1}{x_a - x_g} - \frac{1}{1 + \frac{\rho}{R}}\left(\frac{4}{3x_g} - \frac{K}{x_a - x_g}\right)\right]. \qquad (17)$$

qui pour de grandes résistances extérieures peut s'écrire :

$$C_{\text{entrée max.}} = \frac{K}{4\pi} \cdot \frac{S}{x_a - x_g}.$$

Pour la lampe U.V.20.IA. on trouve ainsi :

$$C_{entrée\ max.} = 25 \text{ cm}.$$

Dans un système d'électrodes cylindriques on aurait :

$$\frac{\partial Q_g}{\partial V_g} = \frac{l}{3} \cdot \frac{K(1+m)}{K+1},$$

$$\frac{\partial Q_g}{\partial V_a} = \frac{l}{3} \frac{1-Km}{K+1},$$

soit :

$$C_{entrée} = \frac{l}{3} \cdot \frac{K}{K+1} \left[1 + m - \frac{1-Km}{1+\frac{\rho}{R}} \right], \quad (18$$

c'est-à-dire pour $R \geqslant \rho$.

$$C_{entrée\ max.} = \frac{lKm}{3},$$

ce qui donne pour une lampe T. M. :

$$C_{entrée\ max.} = 8{,}2 \text{ cm}.$$

Conclusion. — Physiquement parlant, les résultats mathématiques obtenus montrent qu'au lieu des trois capacités :

filament-grille

filament-plaque

grille-plaque

seules à considérer dans une lampe éteinte, nous avons à faire dans une lampe allumée à 4 capacités :

1) Capacité propre de la grille $C_g = \frac{\partial Q_g}{\partial V_g}$,

2) Capacité propre de la plaque $C_a = \frac{\partial Q_a}{\partial V_a}$,

3) Capacité grille plaque $C_{ga} = \frac{\partial Q_a}{\partial V_g}$,

4) Capacité plaque grille $C_{ag} = \frac{\partial Q_g}{\partial V_a}$.

La capacité propre de la grille C_g détermine la charge de la source de courant dans le circuit de grille dans le cas où la résistance extérieure du circuit de plaque est très faible. Si cette résistance est forte la capacité plaque-grille C_{ag} détermine avec la capacité propre de la grille C_g la « capacité d'entrée » suivant la loi :

$$C_{entrée} = C_g - C_{ag} \cdot \frac{K}{1 + \frac{\rho}{R}}.$$

La capacité propre de la plaque C_a possède un sens spécial dans le kénotron définissant l'intensité de la composante déwattée du courant de plaque. Dans la lampe à 3 électrodes, cette composante dépend de la capacité totale grille-plaque, suivant la loi :

$$C_m = C_{ga} - C_a \cdot \frac{K}{1 + \frac{\rho}{R}}.$$

La capacité plaque-grille C_{ag}, partie composante de la capacité d'entrée constitue à elle seule un condensateur de couplage entre la plaque et la grille, cause directe de difficultés de fonctionnement des amplificateurs de haute fréquence, en même temps qu'organe de couplage du montage oscillateur Kühn et Huth.

On peut considérer que les capacités propres de grille et de plaque, agissent entre ces électrodes et le filament; mais ceci est purement conventionnel. Il est donc évident que le rapport de ces capacités n'est pas égal au coefficient d'amplification, comme on l'admet généralement.

D'autre part, dans la lampe allumée, contrairement aux lois électrostatiques, les capacités grille-plaque et plaque-grille agissent différemment. Il semble que le condensateur constitué par ces électrodes possède des propriétés unidirectionnelles, ce qui est évidemment impossible. Il serait plus exact de ne pas employer l'expression de capacité entre la grille et la plaque d'une lampe allumée, puisque la définition du rapport entre les charges et les potentiels nécessite l'intervention de quatre grandeurs C_g, C_a, C_{ga}, C_{ag}

Pour éclairer cette théorie, revenons encore un instant à la lampe à deux électrodes. Quand la lampe est éteinte le filament et la plaque constituent les armatures d'un condensateur sur lesquelles la tension extérieure appliquée apporte des charges égales et de signes contraires. Dès que le filament est allumé la charge du filament disparaît et reste nulle tant que l'équation de Langmuir reste valable. La charge de la plaque devient au contraire égale à la somme des charges de tous les électrons qui l'atteignent. Une des armatures du condensateur est donc devenue inactive. Le filament ne joue plus que le rôle d'une source d'électrons, ou si l'on veut d'un conducteur spécial reliant le pôle négatif de la batterie de plaque à la charge spatiale conductrice du courant dans le vide. Un tel sys-

tème, à une seule électrode active peut-il être considéré comme un condensateur? Evidemment non. Nous avons seulement le droit de dire qu'il constitue un élément de circuit conducteur du courant suivant la loi de la formule (1), comme le ferait un simple condensateur de capacité C . Il y a là une différence un peu subtile pour le kénotron, mais il est indispensable de la connaître pour étudier la lampe à trois électrodes.

Les capacités propres de grille et de plaque C_a et C_g ont un caractère identique à celui de la capacité propre de plaque d'un kénotron. On peut donc conventionnellement les rapporter au filament. Les grandeurs C_{ga} et C_{ag}, que nous avons définies, par leur parallélisme d'une part, et leur rôle indépendant d'autre part caractérisent bien les propriétés particulières de la lampe à trois électrodes. Il faut bien se dire que, dans une lampe allumée, la grille et la plaque ne constituent nullement les armatures d'un condensateur mais sont liées électriquement entre elles par l'atmosphère électronique de deux manières :

— par les courants circulant entre elles.

— par leurs charges électriques propres.

De même que l'influence du potentiel de grille sur le courant de plaque n'a aucun rapport avec l'influence du potentiel de plaque sur le courant de grille, de même le rapport des variations de charge de la plaque aux variations du potentiel de la grille (C_{ga}) est indépendant du rapport des variations de charge de la grille aux variations du potentiel de la plaque (C_{ag}).

Le tableau ci-dessous indique les constantes numériques des deux types de lampes étudiées :

	C_g	C_a	C_{ga}	C_{ag}	K	$C_{m\ max.}$	$C_{entree\ max.}$
	—	—	—	—	—	—	—
UV.20 IA	6,6	2,83	— 2,83	— 2,36	8	— 255	25
R T M)	1,2	0,75	— 0,75	— 0,7	10	— 8,2	8,2

L'égalité des valeurs absolues de C_a et C_{ga} résulte de la forme particulière des expressions (7) et (10). Si nous additionnons les expressions (6) et (7) et (9) et (10) on peut écrire, après avoir introduit la tension active à la surface de la grille :

$$V' = \frac{K}{K+1} V_g + \frac{1}{K+1} V_a, \qquad (19)$$

pour un système d'électrodes planes :

$$Q_g + Q_a = \frac{S}{3\pi x_g} V', \qquad (20)$$

et pour un système d'électrodes cylindriques :

$$Q_g + {}_aQ = \frac{1}{3} V'. \qquad (21)$$

Il serait facile de montrer que les mêmes charges se retrouveraient sur la plaque d'un kénotron dont les dimensions seraient celles de la grille de la lampe à trois électrodes considérée et dont la tension de plaque serait égale à la tension active de la grille. Ce théorème, est de même forme que celui qui se trouve à la base de la théorie de la lampe à trois électrodes en remplaçant les mots « charges » par les mots « courants ».

Du procédé de réduction des termes par addition des charges, il résulte que les formules obtenues (20) et (21) sont indépendantes des approximations faites dans l'étude de la répartition des potentiels entre la grille et la plaque. Ces approximations ne seraient rigoureusement exactes que dans la zone des potentiels négatifs de grille.

Les équations (19), (20) et (21) permettent de définir le coefficient d'amplification comme :

$$K = \frac{\dfrac{\partial (Q_g + Q_a)}{\partial V_g}}{\dfrac{\partial (Q_g + Q_a)}{\partial V_a}}, \qquad (22)$$

tandis qu'il est généralement défini comme :

$$K = \frac{\dfrac{\partial (I_g + I_a)}{\partial V_g}}{\dfrac{\partial (I_g + I_a)}{\partial V_a}}. \qquad (23)$$

L'analogie de ces deux formules montre clairement que les deux lois liant la grille et la plaque par la charge d'espace (loi ohmique et loi de capacité), ne sont pas indépendantes l'une de l'autre.

L'équation (22) peut également s'écrire sous la forme :

$$K = \frac{C_g + C_{ga}}{C_{ag} + C_a}, \qquad (24)$$

ce qui permet d'introduire l'égalité des valeurs absolues $C_{m\,max}$ et $C_{entrée\,max}$. Cette égalité indiquée dans le tableau précédent signifie simplement que les courbes :

$$C_m = C_m(R),$$

et

$$C_m = C_{entrée}(R),$$

ont une asymptote commune.

Dans les amplificateurs de haute fréquence, la valeur la plus importante est la capacité de couplage C_{ag}. Des formules précédentes, on peut l'écrire :
pour un système d'électrodes planes :

$$C_{ag} = \frac{S}{4\pi K + 1)}\left(\frac{1}{3x_g} - \frac{K}{x_a - x_g}\right),$$

et pour un système d'électrodes cylindriques :

$$C_{ag} = \frac{l}{3} \cdot \frac{1 - Km}{1 + K}.$$

Il en résulte la possibilité théorique de *rendre cette capacité égale à zéro*. Ceci signifie physiquement que le saut du vecteur E, dont la discontinuité à la surface de la grille conditionne la présence sur elle de charges électriques, peut être indépendant de la tension de plaque pour un choix convenable des dimensions de la lampe. Une telle lampe ne pourrait pratiquement être construite que pour de petits coefficients d'amplification et avec des électrodes planes.

Avec les grands coefficients d'amplification employés dans les lampes spéciales d'amplification de haute fréquence les deux dernières formules peuvent s'écrire plus simplement :

$$C_{ag} \doteq - \frac{S}{4\pi(x_a - x_g)},$$

ou

$$C_{ag} = - \frac{l}{2l_n \frac{r_a}{r_g}}.$$

Les mêmes valeurs, avec changement de signe seraient données par les formules électrostatiques.

En appliquant notre méthode à la lampe à plaque protégée, S.625 Marconi, en utilisant la théorie de grille-écran donnée par Barkhausen, on obtiendrait une formule identique à celle que nous avons obtenue pour C_{ag}. Elle comporterait toutefois en dénominateur un certain coefficient d'amplification, diminuant fortement la valeur de l'expression. Ce facteur supplémentaire en dénominateur caractérise le phénomène de protection, puisque le reste de la formule reste le même. Nous ne l'indiquons pas car la théorie n'est pas encore rigoureusement conforme à la réalité. La répartition des potentiels dans la lampe S.625 semble influencée par l'émission secondaire qui déforme assez fortement certaines caractéristiques.

Czeslaw Rajski.

ÉQUILIBRES INSTABLES ET RÉGIMES STATIQUES PARASITES DANS LES CIRCUITS ÉLECTRIQUES ASSOCIÉS AUX TRIODES

par **I. PODLIASKY**, *Ingénieur E. S. E.*

(*Suite et fin*) (1).

Supposons maintenant la résistance R branchée comme sur la figure 13, l'inverseur N étant fermé. Par rapport au condensateur C, cette résistance et le dynatron sont *en parallèle*. La nouvelle caractéristique externe s'obtient en additionnant, pour chaque valeur de v, les intensités de courant dans le dynatron et dans la

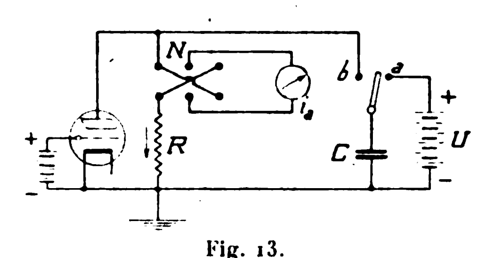


Fig. 13.

résistance. A partir de la caractéristique interne (en pointillé) et de la droite telle que $\text{ctg}\,\varphi = R$, on obtient la relation $i_t = f(v)$, (i_t = courant total ou courant de déplacement du condensateur) sous forme de courbes en trait plein de la figure 14, suivant que la valeur de la résistance R est inférieure, égale ou supérieure à une certaine valeur *critique* R_c. Pour R tendant vers ∞, la caractéristique externe tend évidemment vers la caractéristique interne.

On a algébriquement :

$$(5) \qquad i_t = i_a + i_n = av(v - v_1)(v - v_2) + \frac{v}{R};$$

donnons à cette équation la forme

$$(6) \qquad i_t = av(v - v'_1)(v - v'_2),$$

v'_1 et v'_2 étant les zéros de i_t dans le cas où $R > R_c$. En identifiant (5) et (6), on a :

$$v'_1 + v'_2 = v_1 + v_2; \qquad v'_1 . v'_2 = v_1\ v_2 + \frac{1}{aR};$$

d'où les valeurs de $v'_1 > v_1$ et de $v'_2 < v_2$.

La résistance critique est donnée par la condition $v'_2 = v'_1$; on trouve $R_c = \frac{4r.v_1.v_2}{(v_2 - v_1)^2}$, avec $r = \left(\frac{dv}{di}\right)_0$ pour $v = 0$.

(1) Communication faite à la S.A.T.S.F. en mars 1928; V. *Onde Electrique*, juillet 1928, 287-306.

La caractéristique externe peut être située toute entière au-dessus de l'axe des v, si la caractéristique externe n'a qu'un seul zéro (*cas des faibles potentiels de grille*) ou encore si $R < R_c$. Dans ces

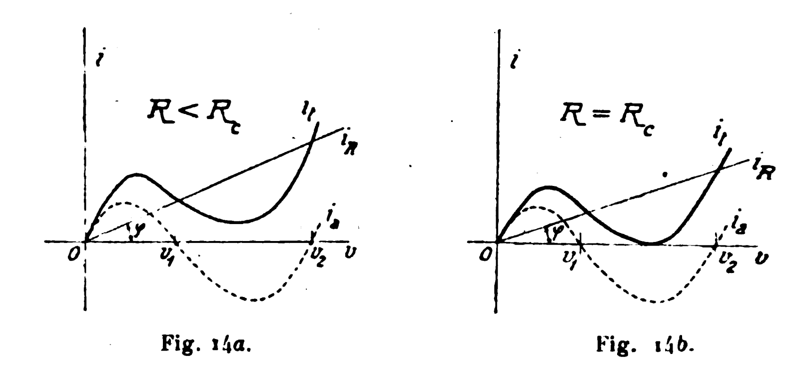


Fig. 14*a*. Fig. 14*b*.

cas, la décharge du condensateur est évidemment complète quel que soit U, le courant de déplacement ne pouvant changer de sens.

Lorsque la caractéristique interne possède trois zéros et que $R > R_c$, l'expression du courant de déplacement (courant total) est :

$$i_t = a\ v(v - v'_1)(v - v'_2),$$

analogue à l'équation (1) déjà discutée. L'équation de la décharge est analogue à l'équation (3), où il suffit de remplacer ;

$$v_1 \text{ par } v'_1, \quad v_2 \text{ par } v'_2 \text{ et } r \text{ par } \quad r' = \frac{1}{a\,.\,v'_1\,.\,v'_2}\ ;$$

donc :

pour $t = \infty$, $v_\infty = 0$ si $U < v'_1$;

pour $t = \infty$, $v_\infty = v'_2$ si $U > v'_1$.

Le courant dans la résistance R est à chaque instant égal à $\frac{v}{R}$; il s'ensuit que si $v_\infty = v'_2$, $i_R = \frac{v_2}{R}$; cette dernière valeur du courant se maintient indéfiniment; elle correspond au *régime statique parasite*, qui subsiste même si l'on élimine (sans choc) la capacité C. Le régime parasite est facile à provoquer connaissant R et v'_1 (d'après la caractéristique interne). Il suffit de choisir une résistance $R > R_c$, de charger le condensateur au potentiel $U > v'_1$, et de le décharger aux bornes de la résistance et du dynatron ; un courant *continu*, égal à $\frac{v'_2}{R}$, apparaît dans le circuit et se maintient indéfiniment.

L'intercalation d'un milliampèremètre *à couple* permet de vérifier

que l'on se trouve en présence d'un courant continu et non d'un courant oscillant de valeur moyenne non nulle.

Les mêmes phénomènes se produisent pendant *la charge* du condensateur, pris dans un état neutre (fig. 15). Après la fermeture de l'interrupteur J, on a, avec les notations de la figure :

$$v + v_c = U;$$

$$i_t = C\frac{dv_c}{dt} = a.v(v - v'_1)(v - v'_2),$$

d'où :

$$C \cdot \frac{dv}{dt} + a.v(v - v'_1)(v - v'_2) = 0.$$

La discussion est identique à la précédente.

Dans le cas où la plaque du dynatron est *polarisée négativement* par rapport au filament, le régime parasite correspond non plus à $U > v'_1$, mais à $U > v'_1 + e'$, e' étant la valeur absolue de la tension de polarisation.

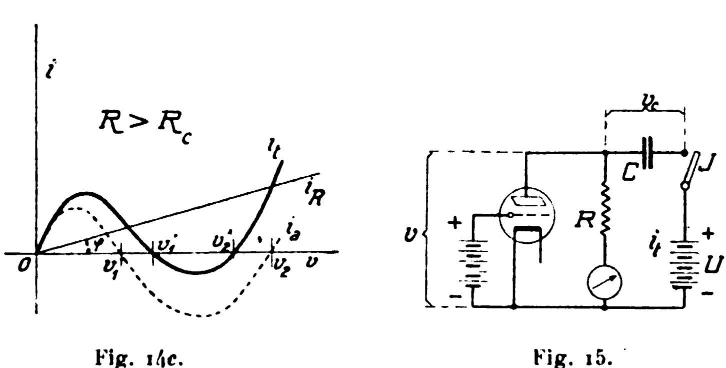


Fig. 14c. Fig. 15.

Le régime parasite n'est possible, dans tous les cas, que si la caractéristique interne possède des *points d'inversion* du courant plaque ($i_a < 0$ pour $v > 0$), c'est-à-dire s'il existe une valeur de potentiel plaque à partir de laquelle l'émission électronique *secondaire* (de la plaque) domine l'émission *primaire* (du filament).

On peut donc dire que la cause fondamentale des régimes parasites statiques étudiés plus haut est la prédominance de l'émission secondaire de plaque. Nous verrons plus loin que le régime parasite peut être extrêmement destructif. La valeur de crête d'une surtension transitoire et fortuite pouvant être quelconque *a priori*, comment éviter l'apparition du régime parasite? La question se pose non pour le dynatron, mais pour les triodes ordinaires, dont les maux sont parfois analogues à ceux du dynatron.

On peut d'abord diminuer la résistance extérieure, de façon à

faire $R < R_c$; mais le remède n'est pas toujours possible, comme nous le verrons dans les applications.

On peut encore abaisser la tension de grille. L'influence de celle-ci ressort des courbes de la figure 2. Lorsque la tension de grille est suffisamment faible, l'émission primaire est prédominante quel que soit le potentiel de plaque ; le champ accélérateur dû à la grille est trop faible, et les électrons primaires arrivant sur la plaque avec une vitesse modérée, ne sont pas capables d'en expulser un nombre égal ou supérieur d'électrons secondaires. La caractéristique interne est située toute entière au-dessus de l'axe Ov ; les caractéristiques externes ne traversent jamais les axes Ov, Oi (comme sur fig. 5 et 14*c*) et (tout au moins pour une polarisation nulle ou négative de plaque) le régime statique est toujours unique et parfaitement stable.

Un moyen radical d'éviter l'établissement du régime parasite semble l'action sur *la température du filament* (chauffage). Il résulte de nos expériences qu'une diminution suffisante de chauffage rend *toujours* l'émission secondaire plus faible que l'émission primaire ; en abaissant la température du filament, on arrive toujours à supprimer les points d'inversion de la caractéristique interne et à écarter toute possibilité de régime parasite.

Il semble par contre qu'une augmentation de la tension de chauffage ne produit pas toujours l'effet inverse. Pour certains tubes expérimentés, le régime parasite n'était possible *qu'entre deux valeurs* de la tension de chauffage, valeurs parfois assez rapprochées ; et un accroissement convenable de la température du filament amenait l'impossibilité (toutes choses égales d'ailleurs, sauf la valeur de crête de la surtension) du régime parasite.

Quoi qu'il en soit, l'on constate, en s'imposant des potentiels grille inférieurs au potentiel d'ionisation, que dans certains tubes le chauffage « normal » (déterminé par le constructeur) est très voisin du chauffage correspondant à l'apparition facile du régime parasite ; dans d'autres tubes, au contraire, le chauffage « normal » en est très éloigné, et il faut un changement important de la température du filament pour rendre le régime parasite possible.

Dans certains cas, il suffit de faire varier la tension de chauffage de quelques pour cent pour éviter l'apparition du régime parasite.

D'autres moyens de protection contre le régime statique parasite seront indiqués plus loin.

V. — *Régimes statiques parasites dans les triodes ordinaires.*

Dans ce qui précède, nous avons étudié les phénomènes dus à *l'émission secondaire de plaque*, qui se produit lorsque la tension de grille d'une triode est suffisamment supérieure à sa tension de plaque. Dans les tubes employés comme amplificateurs, modulateurs, générateurs d'oscillations, la tension de plaque est toujours supérieure à la tension moyenne de grille ; cette dernière est d'ailleurs le plus souvent négative, pour des raisons bien connues (travail sans distorsion dans le cas d'amplificateurs et modulateurs, et excitation par choc bref dans le cas des générateurs).

Si l'on trace cependant la caractéristique de grille de certaines triodes, l'on s'aperçoit que pour des *potentiels positifs de grille assez élevés le courant de grille s'inverse* et que cette caractéristique de grille présente absolument l'allure des caractéristiques de plaque du dynatron (fig. 2). On a affaire ici à *l'émission secondaire de grille*, qui peut donner naissance à des phénomènes tout à fait analogues à ceux étudiés plus haut.

Tandis que l'émission secondaire de plaque a été étudiée dès l'invention du dynatron par Hull (et plus particulièrement dans ces dernières années par Van der Pol Junior), l'émission secondaire de *grille* a rarement attiré l'attention des physiciens et des techniciens des tubes triodes (1).

Elle est cependant prononcée dans certaines triodes, et donne souvent lieu à des phénomènes « parasites » généralement très destructifs. L'émission secondaire de plaque a surtout été étudiée sur les petites triodes supportant relativement bien la surcharge ; au contraire, les phénomènes parasites dus à l'émission secondaire de grille se produisent *spontanément*, surtout dans les triodes puissantes. Les puissances mises en jeu sont alors d'une importance telle, et l'échauffement en résultant est si notable (par rapport à l'échauffement normal de la triode), qu'il produit soit la fusion presque instantanée des électrodes, soit un dégagement intempestif des gaz occlus, conduisant également à la destruction rapide du tube. On conçoit que l'étude des phénomènes provoquant dès leur apparition la destruction du tube était très malaisée ; il nous a fallu choisir des petits tubes particulièrement robustes et reproduire sur eux, *artificiellement*, les phénomènes spontanés constatés sur les

(1) Bontch-Brouévitch, *T. i. T. b p.*, novembre 1926, t. VII, n° 5 (38) ; Jouaust, *Onde Electrique*, 1927, t. VI, p. 200-210.

tubes puissants, pour avoir le temps nécessaire de faire des observations et des mesures.

L'observation simultanée des caractéristiques de plaque du dynatron (fig. 2) et des caractéristiques de grille de certaines triodes ordinaires (fig. 16) montre l'analogie absolue des formes de l'émission secondaire. Dans les triodes ordinaires, c'est la grille qui devient source d'électrons secondaires se dirigeant vers l'anode, et de là au filament par le circuit extérieur. Si une résistance élevée est introduite en série avec le circuit de grille, on obtient comme précédemment la courbe en Z ; celle-ci se prolonge dans certains cas jusqu'aux abscisses négatives (fig. 5, *c*), ce qui rend possible l'établissement des régimes parasites dans les tubes amplificateurs ou modulateurs, où la polarisation négative de grille est de rigueur. Comme nous l'avons vu plus haut, une telle polarisation ne protège nullement le tube contre les effets permanents d'une surtension transitoire.

La figure 16 représente la caractéristique de grille (trait plein, $i_g = f(e_g)$) et la caractéristique anodique ordinaire (pointillé, $i_a = \varphi(e'_a)$) d'une triode à émission secondaire de grille. Le début

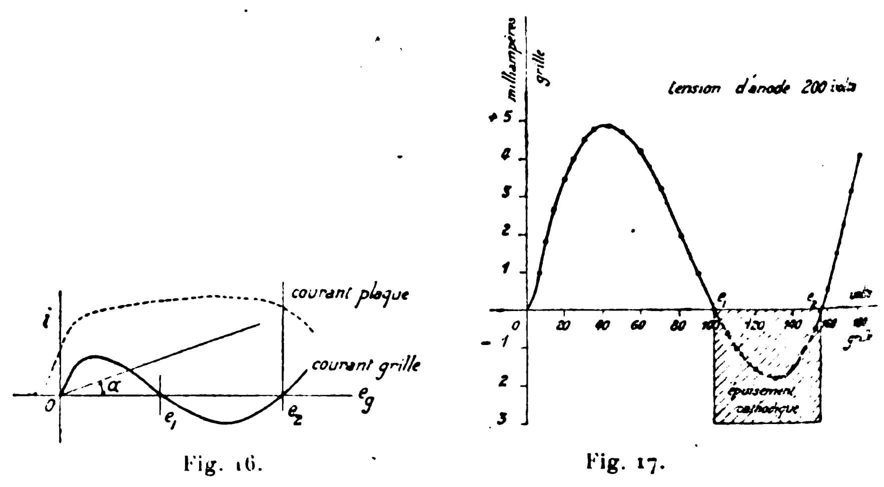


Fig. 16. Fig. 17.

de la caractéristique de grille est en réalité parabolique (ou exponentiel, si l'on veut) ; vu l'échelle du graphique que l'on est obligé d'utiliser pour représenter la partie de la caractéristique qui nous intéresse (tensions élevées de grille), ce début se confond pratiquement avec une droite. On voit facilement que la discussion des pages 305 et suivantes s'applique intégralement ; si une résistance élevée se trouve placée entre la grille et le filament, une surtension

transitoire suffisamment violente appliquée à la grille porte celle-ci au potentiel positif *permanent* e'_2, voisin de e_2 (formule 6, en changeant v en e). Or, au potentiel de grille e_2 correspond, sur la caractéristique anodique, le courant dit « de saturation ». Le régime parasite se manifeste donc par un saut brusque du courant anodique préexistant au courant de saturation, qu'une triode tant soit peu puissante ne peut supporter. La détérioration rapide de celle-ci s'ensuit.

Les caractères extérieurs du régime parasite statique sont (Voir fig. 16 et 14 *c*) :

une valeur élevée du courant anodique ;

un courant de grille assez faible, mais *inverse* par rapport au sens normal, comme si la grille devenait une source d'électrons.

Ces deux manifestations entraînent souvent la confusion du régime parasite avec les effets d'ionisation des résidus gazeux (occlus ou absorbés par le verre et le métal du tube). Dans le cas d'ionisation, le courant de grille s'inverse également, et le courant anodique prend une valeur exagérée. La discrimination de ces deux phénomènes, dont l'un est purement électronique et l'autre ionique, n'est pas facile.

Si le tube est particulièrement robuste, on peut faire durer le phénomène, ce qui permet d'apercevoir des fluctuations du régime dans le temps, lorsque l'ionisation en est la cause ; *le régime parasite dû à l'émission secondaire est par contre d'une stabilité parfaite dans le temps*. Mais, dans le cas général, le tube ne résiste pas, et l'on se trouve en présence de ses débris avant d'avoir compris de quoi il s'agit. Un disjoncteur d'alimentation à action rapide peut seul sauver le tube en supprimant la tension anodique ; mais alors le phénomène cesse et tout est à recommencer.

Les lueurs bleues ou violettes révèlent évidemment l'ionisation. Mais ce qui complique singulièrement les choses, c'est que dans les triodes puissantes et en particulier dans celles refroidies par de l'eau, le vide se conserve rarement aussi bien que dans les triodes plus petites. Le régime parasite peut d'abord être purement électronique ; mais alors l'échauffement des électrodes est si intense, que les gaz occlus se dégagent, et la véritable ionisation apparaît.

Il semble que le seul moyen de discrimination est la répétition des expériences, en évitant soigneusement toute cause du régime statique parasite. On protège donc les tubes contre les surtensions, on met en court-circuit la résistance de grille, etc... Si l'on a affaire à un tube trop « mou », l'ionisation subsiste et s'accentue même généralement.

Le régime statique parasite est particulièrement dangereux pour les tubes à filaments thoriés, si usités aujourd'hui. Dans ces tubes, au courant inverse de grille (région e_1e_2 de la courbe fig. 16), correspond une désagrégation rapide de la couche thoriée du filament. Ce phénomène empêche même quelquefois de relever correctement la caractéristique de grille ; la courbe figure 17 n'a pu être relevée statiquement entre 98 et 158 volts de grille, le courant de grille baissant rapidement avec le temps dans cette région. La tension anodique du tube était de 200 volts. En effectuant le montage du circuit du même tube comme sur la figure 18, et en provoquant le régime statique parasite par la décharge du condensateur (tension critique de l'ordre de 100 volts, résistance de grille 250.000 ohms, polarisation négative permanente de grille $u = -20$ volts), on observait le passage du courant anodique de 40 milliampères (régime statique normal) à plus de 100 milliampères (régime parasite). Cette dernière valeur baissait de moitié en quelques secondes.

Il est plus difficile de confondre le régime statique parasite avec

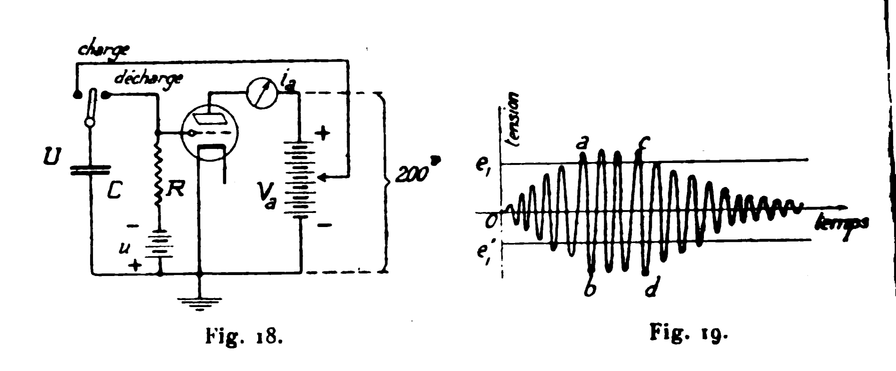


Fig. 18. Fig. 19.

un parasite oscillatoire dû à la résistance négative de grille. Dans les triodes puissantes, un régime oscillant à très haute fréquence est assez facile à déceler par les phénomènes d'induction qu'il provoque. Il faut observer, cependant, que d'après la théorie de Bontch-Brouévitch les oscillations peuvent être provoquées par la résistance négative de grille, si celle-ci est moyennement positive par rapport au filament (fig. 16). Elles sont donc impossibles dans les amplificateurs ou les modulateurs, sauf dans le cas d'un régime statique parasite préexistant et précédant l'amorçage d'oscillations.

Pour provoquer artificiellement le régime statique parasite, nous n'avons utilisé que des surtensions transitoires apériodiques. Voici

pourquoi nous ne nous sommes pas préoccupé des surtensions transitoires oscillantes.

Supposons une onde amortie de tension (fig. 19) appliquée à la grille d'une triode. Une tension telle que e_1 suffit pour provoquer le changement de régime statique; une tension telle que e'_1 suffit au changement inverse. Dans ces conditions, toutes les crêtes qui précèdent *a* n'altèrent pas le régime normal. La crête *a* déclanche le régime parasite, la crête *b* le supprime et ainsi de suite. Les crêtes telles que *c* et *d* interviennent seules dans les changements *permanents* du régime. Si la crête négative *d* n'est pas suivie d'une crête positive dépassant e_1 — ce qui dépend uniquement de l'inégalité $e_1 \lesseqgtr |e'_1|$ et du décrément de l'onde — le régime normal n'est pas troublé par l'onde entière. Dans le cas d'un faible décrément le régime parasite apparaît si $|e'_1| > |e_1|$; si $|e_1| > |e'_1|$ le train entier est sans action sur le régime normal.

Dans la théorie élémentaire que nous développons, nous ne tenons pas compte, non plus, de la composition du circuit anodique. Il est évident que les phénomènes réels sont beaucoup plus compliqués chaque fois que ce circuit contient des impédances susceptibles de provoquer une chute appréciable de tension anodique pendant la durée de la surtension de grille. La tension anodique variant alors dans le temps, la caractéristique *dynamique* de grille ne se confond plus avec la caractéristique statique tracée pour une tension anodique constante; en particulier, le courant de grille *ne s'inverse pas*, si la tension anodique chute considérablement (1).

La théorie exposée ci-dessus n'est donc pas applicable quand le circuit anodique contient des résistances ohmiques élevées (cas des amplificateurs à résistances). Dans le cas où le circuit anodique contient des impédances, la théorie simpliste s'applique, si la surtension est apériodique et si la valeur maxima de sa pente (2) est suffisamment faible; nous nous sommes placés dans ce cas pour nos essais. Si la surtension est à pente rapide ou si elle est oscillante, le danger du régime parasite existe ou non, suivant la composition de l'impédance anodique.

Prenons le cas d'un amplificateur de puissance de H.F. schématisé figure 20. Une surtension apériodique à faible pente ne produit qu'une chute de tension anodique minime à travers le circuit oscillant; de même pour une surtension oscillante, de période très diffé-

(1) La construction graphique de la caractéristique dynamique de grille a été indiquée par M. Bontch-Brouévitch (voir *T. I. T.*, b.p. 1926, t. VII, n° 5 (38).
(2) Dérivée de la tension par rapport au temps.

rente de la période propre du circuit oscillant d'anode. La théorie précédente s'applique intégralement ; nous avons constaté l'établissement du régime parasite, dans les conditions définies page 301 et dans les amplificateurs donnant plusieurs kilowatts en H.F. La surtension apériodique provenait, dans ce cas, d'une brusque fermeture du redresseur d'alimentation anodique de l'étage d'amplification précédent.

Il est évident qu'une surtension oscillante de période voisine de celle du circuit oscillant d'anode, pourrait ne pas provoquer le même phénomène.

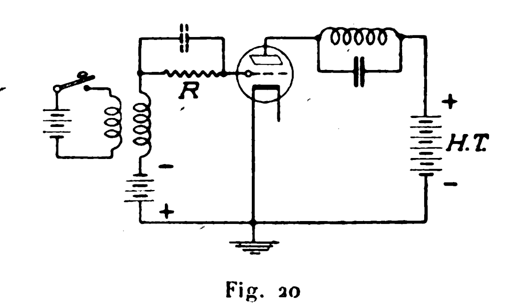


Fig. 20

Examinons maintenant un amplificateur de puissance de B.F., couplé par capacités et résistances à l'étage précédent et par transformateur au circuit d'utilisation (fig. 21). Fermons brusquement l'interrupteur de tension anodique *de l'étage précédent*. Le condensateur C se charge à travers la résistance R et la discussion de la page 305 est applicable, si le transformateur de sortie se comporte comme un court-circuit pendant la surtension. Cela a lieu quand la pente de la surtension est faible, ce qui est souvent le cas, vu la

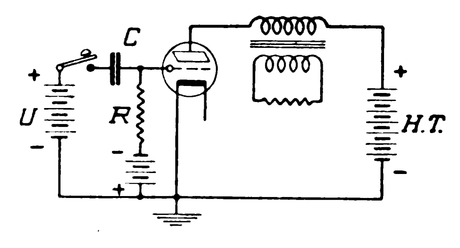


Fig. 21.

constante de temps du circuit CR. Nous avons constaté effectivement l'apparition du régime parasite dans les amplificateurs de plusieurs watts et dans les modulateurs d'un kilowatt. On évitait parfois l'apparition du régime parasite en ouvrant le circuit secon-

daire du transformateur de sortie, en augmentant par conséquent l'impédance du circuit anodique.

Ces quelques exemples nous montrent que les surtensions à pente faible ou à front non raide, sont les plus dangereuses au point de vue du régime statique parasite.

VI. — *Moyens de protection contre les régimes parasites.*

Nous pouvons maintenant énumérer les précautions à prendre pour éviter l'apparition de ce régime, si destructif.

On peut d'abord choisir des triodes telles que la caractéristique de grille ne présente pas d'inversion de courant (tubes à faible émission secondaire de grille).

Dans le cas où les triodes sont imposées, il est nécessaire de se prémunir contre les surtensions; il est utile, en particulier, d'appliquer très progressivement et sans choc la tension anodique et de court-circuiter pendant cette opération les résistances de grille des tubes puissants, surtout lorsque ces résistances sont élevées. On peut encore insérer dans le circuit d'alimentation d'anode, des bobines de choc telles qu'elles interviennent pendant le régime transitoire seul, en graduant en quelque sorte le choc (1). (La source de H.T. doit alors être montée en dérivation sur le circuit d'utilisation).

L'action sur le chauffage est rarement possible dans le cas des triodes puissantes, car elle risque de faire baisser par trop la puissance utile du tube. La diminution de tension anodique est rarement possible, elle aussi, pour la même raison.

Nous avons, pour notre part, cherché un moyen de protection indépendant de la forme des surtensions et ne sacrifiant pas la puissance utile des triodes. Il fallait pour cela « guérir » un tube donné (à émission secondaire prononcée) des effets indésirables de l'émission secondaire. Nous avons finalement utilisé l'action déviatrice, bien connue, d'un champ magnétique permanent.

L'explication classique de l'inversion du courant de plaque dans un dynatron, ou du courant de grille dans une triode ordinaire, consiste dans l'hypothèse qu'un électron primaire peut expulser de l'électrode bombardée, plusieurs électrons secondaires (2).

---

(1) L'emploi dans ce but, de *self-inductances shuntées par des résistances ohmiques élevées*, nous a été indiqué par M. Bethenod. La résistance abaisse alors fortement la tension anodique pendant le régime transitoire; elle n'intervient pas pendant le régime permanent.

(2) Voir à ce sujet :

Van der Pol Junior, *Uber Elktronenbahnen in triođen*, Jahrbuch dl. d. T. und T., Zeitschrift f. Hochfréquenztechnik, Heft 5. Band 25, 1925.

H. Lange. *Uber die Sekundarstrahlung in Elektronenrohren*, Zeitschrift f. Hochfrequenztechnik, Heft 2, Band 26, 1925.

Des considérations élémentaires montrent alors que la vitesse initiale des électrons secondaires est plus faible que celle des électrons primaires. On sait, d'autre part, que lorsque les électrons sont émis par une surface cylindrique, leur trajectoire tend à devenir circulaire et concentrique au cylindre émetteur sous l'action d'un champ magnétique coaxial. Le rayon du cercle trajectoire est donné par l'expression : $\frac{\mu}{\varepsilon} \cdot \frac{b}{z}$, où $\frac{\mu}{\varepsilon}$ est le rapport de la masse à la charge de l'électron ; b est la vitesse initiale et Z est l'intensité du champ magnétique ; ce rayon est d'autant plus petit que la vitesse

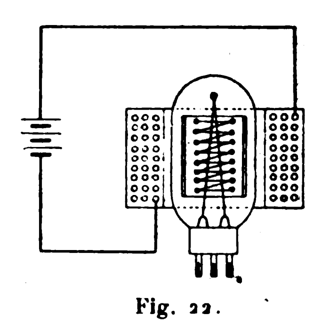


Fig. 22.

est plus faible. Les électrons lents (secondaires) sont donc plus déviés de leur trajectoire primitivement radiale, que les électrons rapides (primaires) (fig. 22).

La majorité des tubes puissants possède un axe de symétrie vertical pour la grille et l'anode. Revêtons le tube d'un solénoïde coaxial parcouru par un courant continu et relevons les caractéristiques de grille et d'anode. L'expérience montre que la séparation escomptée des trajectoires électroniques se produit bien, même pour des champs ne dépassant pas quelques centaines de gauss. La caractéristique anodique reste à peu près inchangée, tandis que la caractéristique de grille se relève et, pour un certain champ, passe toute entière au-dessus de l'axe des tensions.

Le danger des régimes statiques parasites est alors complètement écarté, car le courant de grille ne s'inverse plus. Il semble même que la puissance utile du tube, considéré comme oscillateur, soit légèrement accrue par le même procédé, grâce à une constance plus grande du courant de saturation.

Dans le cas où une surtension sur la grille peut s'accompagner d'une surtension anodique (sous l'effet de la modulation, par exemple), il faut proportionner le champ magnétique axial à la tension anodique maxima.

Dans certains tubes puissants, le champ magnétique créé par le courant de chauffage peut exercer une action de balayage efficace sur les électrons secondaires. Dans ce cas, la trajectoire des électrons n'est plus circulaire, mais axiale, et les électrons secondaires sont chassés dans ce sens.

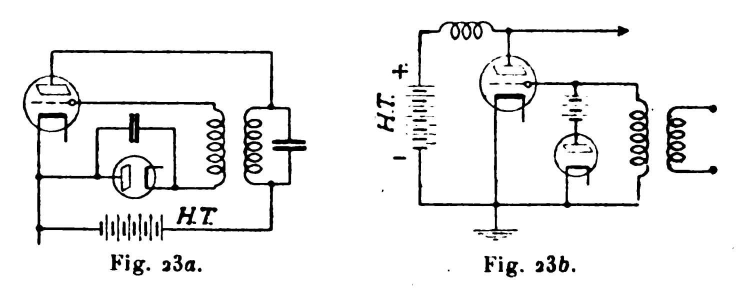


Fig. 23*a*. Fig. 23*b*.

On a proposé également (1) l'insertion dans le circuit de grille d'une diode, disposée de telle sorte que le courant inverse de grille devienne impossible. Le schéma de la figure 23 *a*, applicable à un générateur, montre la disposition des circuits.

On peut encore compenser le courant inverse de grille par un courant direct produit par une diode (2). Dans ce cas (fig. 23 *b*), la diode est disposée en shunt entre la grille et le filament des triodes; elle est dimensionnée et polarisée de telle sorte que son courant commence à devenir appréciable à partir des potentiels produisant une inversion du courant de grille.

Il est à souhaiter cependant qu'un dimensionnement convenable des triodes permette d'éviter automatiquement l'inversion du courant de grille, et qu'en tous cas les usagers des triodes soient suffisamment documentés par les constructeurs de celles-ci sur le régime à leur imposer et sur les domaines de potentiel où l'émission secondaire devient prépondérante.

I. Podliasky.

(1) N.V. Philips Gloeilamp C°, Brevet anglais, n° 270, 488, 6 mai 1926.
(2) Shaposhnikov, *T.I.T.* b. p., décembre 1927, tome VIII, n° 6 (45).

ESSAIS SUR ONDES TRÈS COURTES

Par M. RITZ

SOMMAIRE. — L'auteur range sous le terme d'ondes très courtes les ondes de 2 à 8 mètres environ de longueur. Il rappelle comment on produit de telles ondes, comment on les reçoit, et il expose le résultat des essais faits par lui pour vérifier les conclusions de M. Mesny sur la propagation des ondes de cet ordre.

Il étudie l'onde cheminant à proximité d'une ou de plusieurs surfaces absorbantes, puis s'écartant obliquement du sol et enfin planant loin de lui. Avec la même puissance d'alimentation toujours inférieure à deux watts, la portée passe d'une centaine de mètres à peine à l'intérieur d'un tunnel, à deux kilomètres au niveau du lac, pour atteindre 10, 20 et enfin 130 kilomètres sur des sommets montagneux bien dégagés.

Malgré l'importance du facteur absorption qui s'oppose à un emploi courant et général de ces ondes, l'auteur conclut à leur utilisation pratique dans certains cas particuliers.

L'utilisation d'ondes électromagnétiques de fréquence de plus en plus élevée ayant donné à l'expression « ondes très courtes » une signification relative et changeante, il n'est peut-être pas inutile de préciser ce que l'on entend aujourd'hui par ce terme. Nous rangeons sous la dénomination d'ondes très courtes, celles dont la longueur est comprise entre environ 2 et 8 mètres, s'échelonnant ainsi des plus courtes qui permettent actuellement des liaisons à distance déjà intéressante, aux plus longues actuellement employées à un trafic commercial à longue distance par suite de leur possibilité de réflexion sur les hautes couches de l'atmosphère.

Le mode de propagation de ces ondes, dont l'utilisation du rayon direct paraît jusqu'à présent seule possible, permet de les classer un peu à part. Il résulte en effet d'expériences faites par M. Mesny entre les montagnes de Nice et la Corse, entre les hauteurs d'Albertville et celles de Grenoble, et à Paris entre des hauteurs de faible altitude (Tour Eiffel, Mont Valérien, etc...) que la propagation des ondes très courtes est subordonnée à certaines conditions qui se résument à ceci : 1° nécessité pour les deux stations d'être en vue théorique; 2° nécessité d'éviter l'absorption par traînage; 3° nécessité d'un vide entre les deux stations ou, si l'une des deux stations est en plaine, d'un angle de site suffisamment grand.

Il était tentant de vérifier ces conclusions en pays montagneux où la configuration du terrain permet de se placer dans toutes les

conditions désirables, et c'est ainsi que nous avons été amené à étudier ces ondes.

Pour les produire, pas de difficultés insurmontables. Elles s'obtiennent en effet presqu'aussi facilement que les ondes plus longues, avec des lampes à trois électrodes même garnies de leur culot. Le montage le plus simple est le montage symétrique de M. Mesny, depuis longtemps classique. Les selfs grille et plaque, à prise médiane se réduisent ici, à une seule spire, la self plaque ayant ses connexions croisées. Deux petites lames métalliques d'environ 10 centimètres carrés chacune et dont l'une peut pivoter lentement

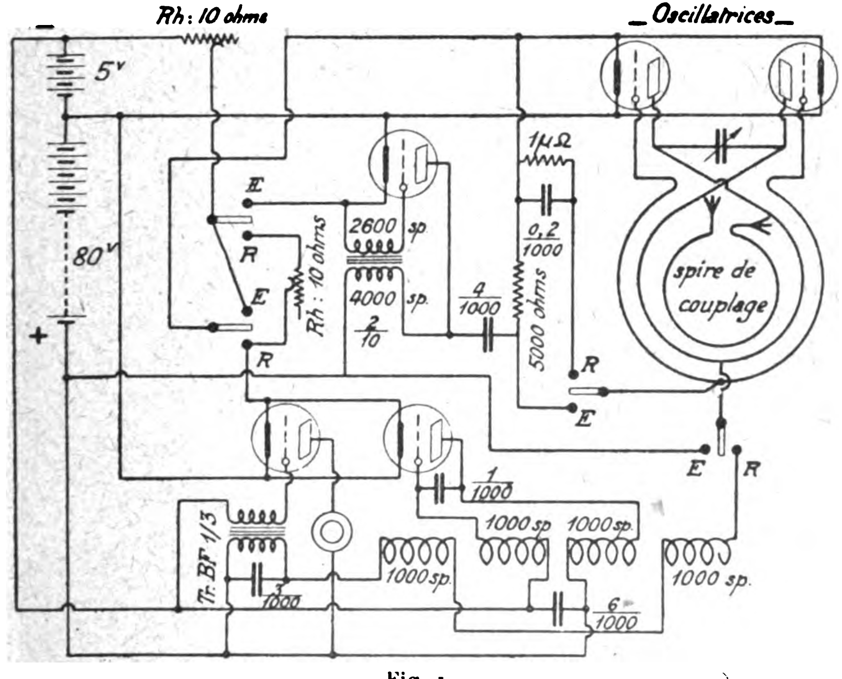


Fig. 1.

devant l'autre constituent le condensateur d'accord. Les connexions naturellement, doivent être aussi courtes que possible.

Quoique le montage fonctionne aussi bien en téléphonie qu'en télégraphie, nous n'avons employé au cours de nos essais que cette dernière afin de ne pas compliquer la construction d'un appareil que nous voulions simple, robuste et léger. Les signaux télégraphiques modulés à fréquence musicale par une lampe qu'attaque le secondaire d'un transformateur, peuvent actionner le récepteur

qui travaille en superréaction et qui comprend, outre les deux lampes de l'oscillateur symétrique, une modulatrice à 10.000 périodes et une basse fréquence. Les quatre selfs de 1.000 spires formant le bloc modulateur, sont accolées étroitement les unes aux autres dans le sens et l'ordre donné par le schéma, et l'accrochage s'obtient par la seule manœuvre des rhéostats ce qui rend le maniement de l'appareil très commode (fig. 1).

C'est avec un émetteur et un récepteur établis d'après ces données et selon les schémas aimablement communiqués par M. Georges Beauvais que nous avons en avril 1927, commencé nos premiers essais. Mais pour que les résultats ci-après exposés soient homogènes et comparables entre eux, nous ne décrirons que les essais faits avec les appareils de même modèle, la même puissance moyenne d'alimentation et la même longueur d'onde. Nous passerons donc sous silence les expériences du début faites avec émetteur et récepteur séparés, ainsi que celles faites avec Louis Prud'homme, soit à Annecy même, soit entre le Salève et Annecy avec des puissances variables qui ont atteint 80 watts (7 et 23 avril 1927).

Ces premiers essais nous avaient encouragé à réaliser des liaisons bilatérales, projet qui excluait l'emploi de grosses puissances et exigeait un appareillage restreint et relativement léger. L'appareil portatif construit en juin 1927, à la fois émetteur et récepteur, est une combinaison des deux appareils séparés dont nous nous étions servi jusqu'alors.

L'appareil complet, avec ses cinq lampes, tient entièrement sur une planchette en noyer de 29 × 14 cm qui se fixe par glissement dans un coffret protecteur portant intérieurement la boucle de couplage, et extérieurement l'antenne et le contrepoids composés de petits tubes de laiton. Ceux-ci peuvent s'ajuster par coulissement, à la longueur voulue.

Le coffret s'arrime à son tour avec les accumulateurs de chauffage (4 éléments hermétiques fer-cadmium de 8 A.H.) la pile de 80 volts et le casque, sur un bâti d'aluminium qui se porte sur le dos à la manière d'un sac tyrolien ou plus exactement d'une hotte de vitrier. Le tout pèse, en ordre de marche, quatorze kilogs et demi (fig. 2).

Les lampes, s'embrochant directement aux selfs de l'oscillateur 3 mètres, sont tant à l'émission qu'à la réception des radio-micros. Notons que même parmi les lampes de cette marque, un choix préalable est nécessaire pour en trouver qui fonctionnent dans de

bonnes conditions. C'est ainsi qu'en réception, le bruit de chute d'eau caractéristique de la superréaction s'amorcera pour les unes sous une tension de 3 volts 2, pour d'autres sous 3 volts 7, alors que d'autres ne donneront absolument rien, même en poussant leur chauffage à 4 V, 2.

Les modulatrices 600 et 10.000 périodes, ainsi que la basse-fré-

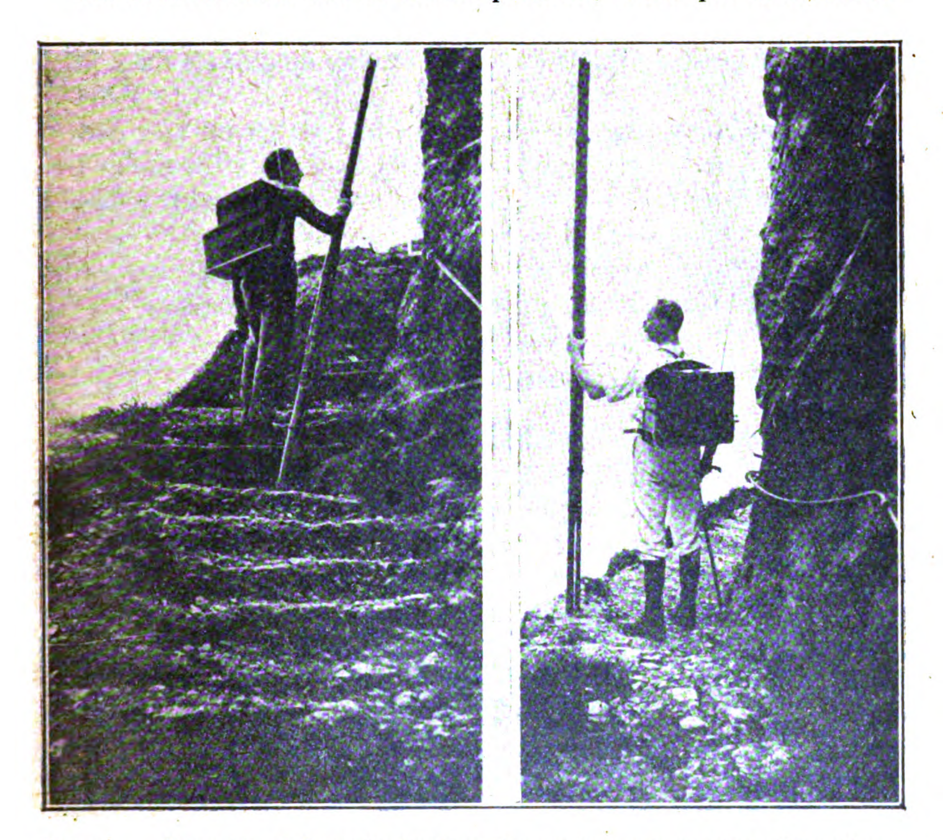


Fig. 2. — Ascension et descente du Parmelan par le grand montoir. On voit que l'appareil et le rideau projecteur replié se portent sans difficulté.

quence sont heureusement moins exigeantes et on peut, en général, y employer les lampes appropriées de modèle courant que tout amateur peut avoir sous la main.

Deux appareils émetteur-récepteur, uniquement destinés à des liaisons télégraphiques, ayant été construits sur ce modèle, les essais ont commencé en août 1927 et se sont poursuivis jusqu'à ce jour dans nos rares moments de loisirs. Tous ont été faits sur une longueur d'onde voisine de 3 m. 30 avec une puissance d'alimen-

tation d'un watt à un watt et demi au maximum (80 volts 15 MA) en moyenne. Avec cette faible puissance, on est immédiatement surpris de l'inégalité des réceptions selon l'emplacement des appareils. En ville, sur un terrain plat coupé d'habitations, impossible de s'entendre à un kilomètre de distance ! L'un des appareils est-il monté sur un des escarpements de la colline boisée qui domine Annecy au S.-O., la liaison devient immédiatement excellente (r^6) quoique les postes soient maintenant espacés de plus de deux kilomètres.

Après quelques essais de ce genre, l'impression est très nette : le voisinage du sol est funeste à la propagation de ces ondes très courtes. Elles ne voleront au loin que si elles échappent le plus vite et le plus complètement possible à son emprise.

Voici quelques expériences caractéristiques, classées par ordre d'absorption décroissante, qui confirment cette impression.

A. — L'onde chemine au voisinage du sol.

1° *Essai dans un tunnel* (absorption circulaire).

a) L'un des appareils est à vingt mètres de l'entrée, extérieurement et face à l'axe du tunnel de la Puya. L'autre est sur mon dos et mon ami Prud'homme le casque aux oreilles, écoute et règle. La

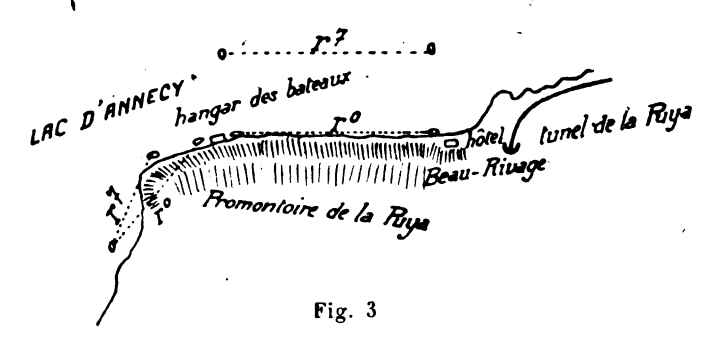


Fig. 3

liaison prise, on pénètre lentement dans le tunnel. A 60 mètres à peine à l'intérieur l'intensité est tombée à r^3, et à 75 mètres, l'émission n'est plus perceptible.

b) Les deux appareils sont, cette fois-ci, à l'intérieur du tunnel. A cent mètres l'un de l'autre, r^3 ; à 125 mètres, plus rien (5 novembre 1927).

2° *Essai dans une gorge resserrée* (absorption sur trois côtés). L'un des appareils est à 80 mètres et en face de l'entrée des gorges

du Fier. L'autre, porté et réglé comme précédemment par deux de mes neveux, pénètre à l'intérieur des gorges.

A 120 mètres à l'intérieur et après une courte extinction due a une sinuosité rentrante de la galerie, la réception est encore r^3 ; elle s'annule brusquement quelques mètres plus loin, les gorges faisant à ce moment un « à gauche » très accentué sur l'axe précédemment suivi (21 juillet 1928).

3° *Sur le lac d'Annecy, de part et d'autre du promontoire de la Puya* (absorption par obstacle). Les deux postes, chacun à bord d'une barquette et séparés par cette colline de faible hauteur ne s'entendent pas, quoiqu'à trois cents mètres l'un de l'autre. Il faut qu'ils reviennent presqu'en vue pour que la liaison reprenne presque subitement r^7 (8 septembre 1927, fig. 3).

4° *Sur le lac, au bord d'une haute falaise.* (Absorption sur deux faces). Les deux postes ayant pris liaison en plein lac à 500 m l'un de l'autre, se rapprochent de la rive bordée par les hauteurs assez abruptes de la Puya, en maintenant leur écartement respectif. Lorsque les barques arrivent à une trentaine de mètres de la rive, l'intensité jusque-là restée la même (r^7) décroît très rapidement pour s'annuler au bord. Et si les barques se rapprochent alors en côtoyant le rivage, ce n'est guère qu'à 200 mètres l'une de l'autre qu'une liaison convenable (r^5) pourra reprendre (8 septembre 1927, fig. 3 et 4).

5° *En plein lac* (absorption uniquement horizontale) (5, 8 septembre 1927 ; 2, 10 juillet 1928). De 0 à 1.300 m l'intensité passe de r^9 à r^6. De 1.300 m à 1.600 m, elle tombe assez vite à r^3 et au delà, la réception est vite noyée dans le bruit de la super-réaction.

A noter dans des conditions analogues, mais avec les appareils séparés du début, une assez bonne réception le 21 mai à 2 kilomètres, et une réception encore lisible à près de 3 kilomètres le 27 juillet 1927. C'est en tout cas le maximum de portée obtenu dans ces conditions d'affleurement à une surface absorbante.

Or, voici le 26 mai 1927, une réception lisible à 4 kilomètres, dans une barquette ayant largement dépassé le port de Veyrier. Que s'est-il passé ? Simplement ceci : l'autre poste au lieu d'être comme précédemment au niveau du lac, le dominait alors d'une vingtaine de mètres, envoyant ses ondes du haut de l'Hôtel de Ville d'Annecy.

Une nouvelle série d'essais va nous montrer comment les ondes très courtes prennent plus d'essor au fur et à mesure que l'un des postes prend de l'altitude et qu'augmente la valeur de l'angle au sol sous lequel l'onde arrive au poste resté en plaine, ou en part.

B. — L'onde s'écarte obliquement du sol.

1° *Essai entre le clocher de Sevrier et l'intérieur d'un train en marche* (5 ; 20 août 1927). La différence d'altitude est d'une trentaine de mètres. De r^9 quand le train passe au pied du clocher, la réception passe à r^6 au bout de 600 mètres pour disparaître à environ un kilomètre. Il y a ici une absorption supplémentaire très nette due sans doute aux masses métalliques du train.

2° *Essais entre le Mont Veyrier et le port de Sevrier* ; distance :



Fig. 4. — Expérience du 8 septembre sur le lac d'Annecy.

4 à 5 km selon l'altitude. A 150 mètres au-dessus du niveau du lac et avec une assez grande traînée absorbante au départ, liaison nulle. A 540 mètres, bonne liaison : r^6. A 800 mètres, elle est encore meilleure, r^7. A noter, à 680 mètres au-dessus du lac, et quoique les appareils soient séparés par l'énorme croupe du Mont Baron, une réception r^3 qui ne paraît s'expliquer que par une réflexion de l'onde sur les falaises du Mont Beauregard (Voir carte).

3° *Essais entre le Parmelan et Annecy* (8 août 1927 ; 11 juillet 1928). La distance est de 10 km. Avec une différence de niveau de 800 m, mais un départ assez mauvais (absorption rasante) : r^2. Avec une différence de 1.000 m et un meilleur départ : r^5 (8 août 1927). Au sommet du Parmelan (1.400 m de différence de niveau) excellente liaison : r^7 à r^8 des deux côtés, tant que le poste du Parmelan reste

à proximité du rebord de la grande falaise à pic qui domine Annecy, de loin. Un éloignement de trente mètres de ce bord masquant un peu la ville ramène la réception à r^1. S'éloigne-t-on d'une soixantaine de mètres de l'à pic, la liaison n'est plus possible, alors même que les deux postes sont presque en vue. Je m'explique difficilement un effet aussi marqué d'absorption, confirmé pourtant par plusieurs essais que j'avais la chance de faire ce jour là avec un excellent correspondant, Henri Paccard, sergent il y a quelques mois encore au 18e génie. Il n'en reste pas moins acquis que lorsqu'un des postes est bien dégagé, l'onde arrive à couvrir sans fatigue apparente la distance déjà appréciable de dix kilomètres.

C. — L'onde plane loin du sol.

Mais quittons les lapiaz et les rhododendrons !

Revenons dans la plaine et voyons maintenant ce qui va se passer quand les deux appareils vont s'éloigner tous deux de l'étreinte du sol.

Nous voici donc au niveau du lac (altitude 445 m) où notre meilleure liaison atteint au maximum trois kilomètres. Sac au dos ! et élevons-nous chacun de notre côté. L'un, par les pentes ombragées de Sevrier, gagnera un belvédère du hameau du Clos (alt. : 505 m); l'autre gravira le promontoire rocheux de Duingt par le chemin du Calvaire, d'où la vue charmée s'arrête tour à tour sur le bleu profond du petit lac où dort Talloires, ou sur la nappe glauque du grand lac balayé par le vent du Nord.

1° *Essais entre les hauteurs de Duingt et Sevrier* (5 et 20 août 1927). La distance est de six kilomètres, le dégagement bon des deux côtés. La réception est facilement lisible à 1 m 50 des écouteurs, tant que les deux postes dominent la plaine d'au moins une cinquantaine de mètres. Elle baisse rapidement dès qu'ils descendent au-dessous de cette limite.

2° *Essais entre le Mont Veyrier* (1.250 m) *et la route du col de Leschaux* (divers points assez bien dégagés d'altitude 550 m, 600 m, 650 m). La distance moyenne est d'environ 6 km. La réception est excellente à plusieurs mètres des écouteurs (31 août 1927).

3° *Essais entre la crête du Parmelan* (1.800 m) *et le Semnoz* (crêt de Tertère : 1.640 m). Les deux postes au bord de rochers abrupts, sont bien dégagés. La distance est de 20 km. En vue théorique, mais de gros nuages les séparent. La réception est très

bonne et facilement lisible à 1 m. 50 des écouteurs (8 août 1927).

Le même jour, un essai entre le même point du Parmelan et le point culminant du Semnoz (1704) ne donne aucun résultat. C'est qu'ici le rayon de l'onde en direction du Parmelan, frôlant assez longuement le large mamelon gazonné du crêt de Châtillon a été sans doute en grande partie absorbé.

4° *Essais entre le Parmelan* (1.835 m) *et la Tour de Chaumont* (1.100 m) à 4 km N.E. de Neuchâtel (Suisse). Distance : 130 kilomètres.

Ces essais ont pu être tentés le 21 juin et le 12 juillet 1928, grâce

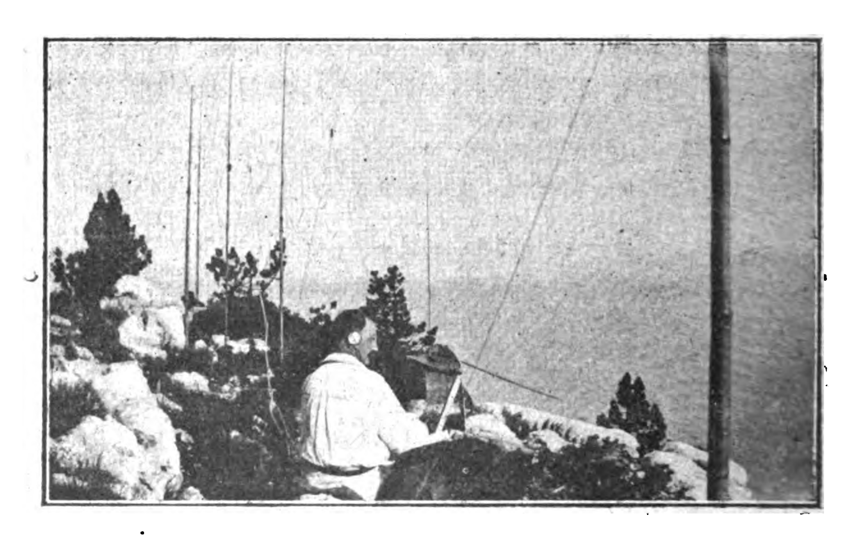


Fig. 5. — 12 juillet 1928. Sur la falaise du Parmelan dominant le grand montoir. Emission sur petite antenne. On voit le rideau servant à la réception des émissions faites à la Tour de Chaumont (130 km) sur petite antenne.

à la présence à l'Université de Neuchâtel, d'un jeune étudiant de l'Institut de physique, Pierre Darbre. S'étant mis cette année à l'étude des ondes très courtes, ce jeune homme a construit d'après les schémas de M. Beauvais et après avoir vu les appareils de M. Prudhomme et les miens, un émetteur et un récepteur séparés auxquels il a apporté tous ses soins. Ses émissions ont été faites avec une puissance d'alimentation de 2 watts à 2 watts 5 et presque toujours sur petite antenne de 80 cm, les lampes employées à l'oscillateur 3 m étant des Philips A.409.

Un premier essai le 21 juin avec petite antenne de part et d'autre ne donna aucun résultat. J'avais eu heureusement la précaution d'emporter un rideau-projecteur du système Chireix- Mesny décrit

dans l'*Onde Electrique* de mai 1928, p. 190 fig. 15, et comportant quatre losanges : rideau hâtivement établi, avec des éléments de 1 m. 50 à 1 m. 60 pour une longueur d'onde prévue de 3 m. 20, alors qu'elle fut en réalité de 3 m. 43 ! Malgré ces graves imperfections, l'utilisation de ce rideau me permit de recevoir constamment les émissions de mon correspondant lisibles à trois mètres des écouteurs. Mais il me fut impossible de me faire entendre de lui. Au cours de cette première série d'essais qui s'échelonnèrent sur vingt-quatre heures, je n'ai pas constaté de différences appréciables

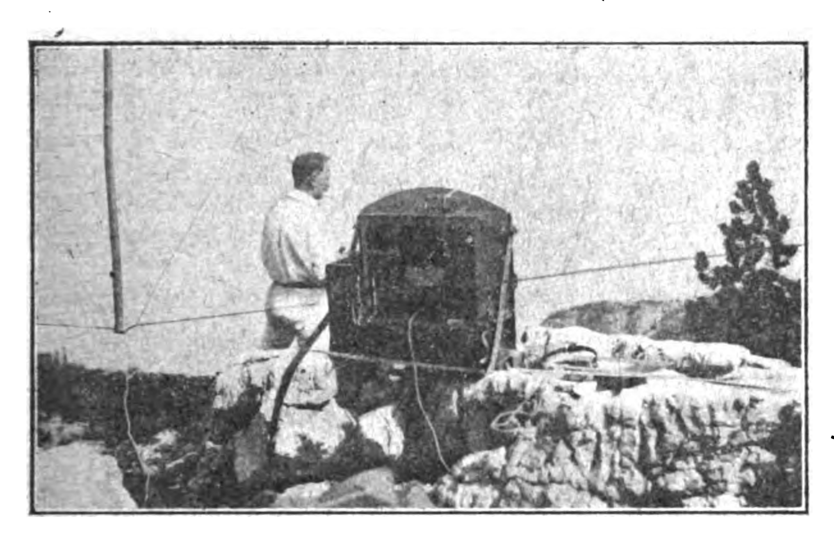


Fig. 6. — 12 juillet 1928. Un moment de repos ! On voit comment l'appareil est installé dans son coffret, flanqué à gauche des accumulateurs de chauffage et reposant sur la pile de 80 volts. Le manipulateur est fixé à la paroi droite du coffret. On voit un fragment du rideau avec la cordelette inférieure paraffinée, et un roseau tenseur.

d'intensité entre les réceptions de plein jour et celles voisines du lever ou du coucher du soleil (fig. 5 et 6).

Un deuxième essai le 12 juillet fut meilleur. Chacun de nous émettant sur petite antenne et recevant sur rideau, la réception fut toujours de r^7 à r^8 au Parmelan ; de r^2 (une seule fois r^1) à Chaumont. L'émission par rideau, contrairement à nos espérances et pour des causes encore mal définies ne donna pas de bons résultats, quoique le rideau de mon correspondant ait été établi avec soin, les brins étant ajustés au plus près (1 m. 71).

Malgré la faiblesse de mon émetteur qui, beaucoup plus ramassé et moins soigné que celui de M. Darbre, doit avoir plus de pertes,

la possibilité d'une bonne liaison à cette distance déjà respectable de 130 kilomètres et avec une puissance ne dépassant pas 2 watts 5, n'en est pas moins établie. Et elle s'affirmera davantage, je l'espère, lorsque nous aurons une plus grande pratique de l'émission di-

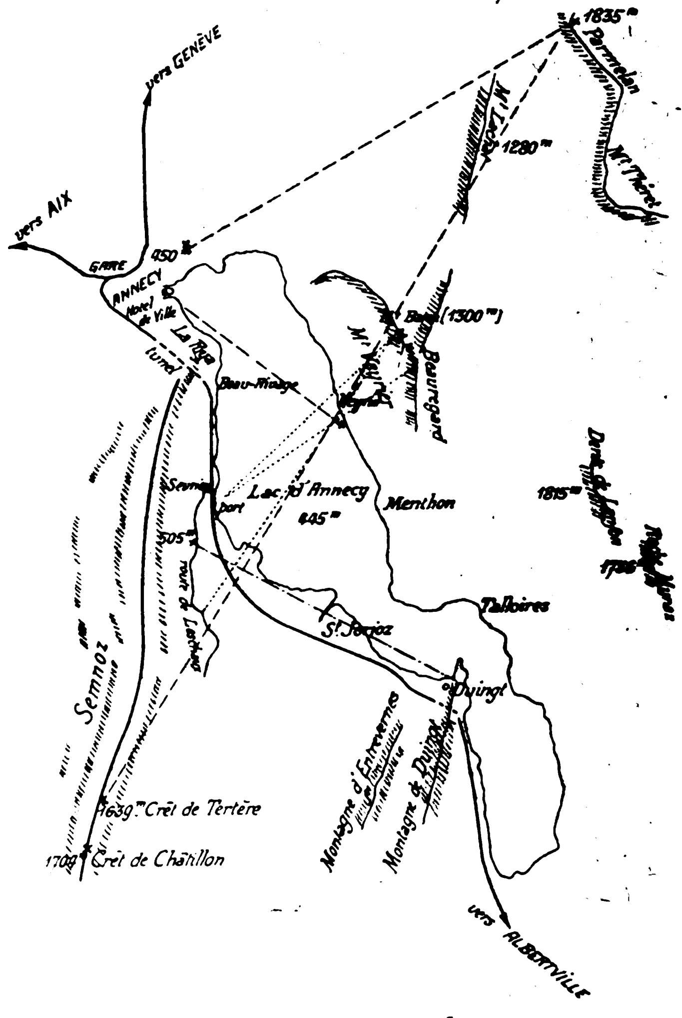


Fig. 7. — Echelle : $\frac{1}{150\,000}$.

rigée. Employée, en effet, au Parmelan, dans l'essai du 11 juillet entre ce point et Annecy, l'antenne projecteur permit, avec un couplage serré, une liaison telle que la réception, tant à Annecy qu'au Parmelan, pouvait être suivie à plus de huit mètres des écouteurs !

Tels sont, brièvement résumés, les résultats à ce jour de nos essais sur ondes très courtes. Ils confirment pleinement les conclusions de M. Mesny. Les conditions de propagation de ces ondes nous paraissent devoir limiter à certaines liaisons bien définies leur emploi à faible puissance. Les conditions de visibilité et de vide plus ou moins accentué entre deux stations — quoique facilement et fréquemment réalisables en montagne — sont déjà, en effet, un premier obstacle à un emploi général et courant de ces ondes très courtes. Mais le plus gros obstacle, à notre avis, est l'absorption dont l'importance, mise en évidence par quelques-uns des essais ci-dessus relatés, nous paraît considérable et telle que, alors même que les deux premières conditions sont remplies, l'onde ne passera pas si, au départ ou à l'arrivée, elle frôle le sol un peu trop longuement ou de trop près.

Cette limitation d'emploi des ondes très courtes de faible puissance à des cas particuliers n'en laisse pas moins un champ d'exploitation assez étendu et non négligeable. Ces ondes pourront, en effet, rendre de réels services par suite de la simplicité de l'appareillage qu'elles demandent, puisqu'un seul homme peut transporter facilement tout le matériel nécessaire à l'émission et à la réception, l'installer en un instant et où il le désire ; par suite aussi de l'aptitude particulière de ces ondes à être dirigées. Nous mentionnerons ici simplement à titre d'exemple des liaisons entre châlets de montagne privés de tout moyen de communication et la plaine, ou des liaisons d'ordre militaire.

Nous nous excuserons en terminant des imperfections et de la sécheresse de cette courte étude. Si elle a pu cependant intéresser quelque peu le lecteur, le mérite en revient principalement à MM. Mesny et Beauvais qui en ont été les promoteurs, ainsi qu'à mes collaborateurs Prud'homme, Darbre, Henri Paccard, et à mes neveux qui n'ont reculé ni devant la chaleur, ni devant la fatigue pour m'aider à mener à bien ces expériences. Je leur en exprime à tous mon affectueuse gratitude.

SUR LE CALCUL DES AMPLIFICATEURS A MOYENNE FRÉQUENCE POUR SUPERHÉTÉRODYNE

par M. BOELLA

Ingénieur au Laboratoire Electrotechnique de Turin.

SOMMAIRE. — L'auteur montre comment on peut déterminer, dans un étage à transformateur à secondaire accordé, l'inductance primaire, connaissant les constantes du secondaire, pour avoir l'amplification maximum. Il en déduit les éléments d'un ensemble amplificateur moyenne fréquence d'un superhétérodyne destiné à recevoir la téléphonie dans de bonnes conditions de sélectivité et de fidélité.

Cette note a pour but de donner une méthode rigoureuse pour le calcul des amplificateurs à moyenne fréquence Nous nous bornerons simplement au cas de l'amplificateur à transformateur accordé qui donne de très bons résultats quant à la sélectivité, la qualité de reproduction et l'amplification.

La figure 1 représente le schéma d'un tel étage d'amplification,

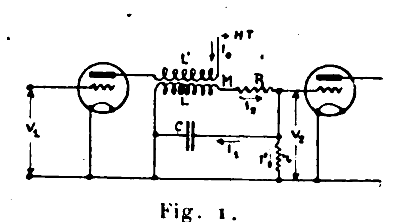


Fig. 1.

r représente la résistance grille-filament de la deuxième lampe : elle est composée, en réalité, de deux résistances en parallèle : la résistance due à l'isolement imparfait entre les fiches du culot de la lampe et la résistance interne grille-filament. La première est sans doute constante ; la seconde peut être considérée comme constante pour de petites variations de tension de grille ; pour la grande majorité des lampes et pour des tensions de grille négatives, elle est beaucoup plus grande que la précédente et peut être considérée comme infinie.

Soit V_1 la tension alternative sinusoïdale appliquée à la grille de

la première lampe, V_2 la tension qui se manifeste à la grille de la seconde. Nous appellerons facteur d'amplification de l'étage le module du rapport $\frac{V_2}{V_1}$. Nous nous proposons de déterminer la valeur de ce facteur d'amplification en fonction des constantes du circuit, et de rechercher la valeur de L' qui rend maximum ce facteur, une fois données les valeurs de L et de C. L'application des lois de Kirchoff donne

$$(1)\quad \left\{ \begin{array}{l} kV_1 - (\rho + j\omega L')I_0 - j\omega M I_2 = 0 \\ -(R + j\omega L)I_2 + j\frac{1}{\omega C} I_1 - j\omega M I_0 = 0 \\ -(R + j\omega L)I_2 - j\omega M I_0 - rI' = 0 \\ V_2 - rI' = 0 \\ I_1 + I' - I_2 = 0, \end{array} \right.$$

où ω est la pulsation de la tension appliquée V_1, k et ρ sont le coefficient d'amplification et la résistance de plaque de la lampe.

Des deux dernières équations, on tire

$$I' = \frac{V_2}{r}, \qquad I_2 = I_1 + I' = I_1 + \frac{V_2}{r},$$

et en substituant ces valeurs dans les trois premières

$$(2)\quad \left\{ \begin{array}{l} kV_1 = (\rho + j\omega L')I_0 + j\omega M I_1 + j\omega M \frac{V_2}{r} \\ -j\omega M I_0 - \left(R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}\right)I_1 - (R + j\omega L)\frac{V_2}{r} = 0 \\ -j\omega M I_0 - (R + j\omega L)I_1 - (r + R + j\omega L)\frac{V_2}{r} = 0. \end{array} \right.$$

En éliminant I_0 entre la seconde et la troisième, on obtient :

$$(3)\qquad I_1 = j\omega C V_2,$$

et en éliminant I_0 entre les deux premières équations de (2),

$$j\omega M k V_1 = \left[-\omega^2 M^2 - \left(R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}\right)(\rho + j\omega L')\right] I_1 + \frac{V_2}{r}\left[-\omega^2 M^2 - (R + j\omega L)(\rho + j\omega L')\right].$$

ou en remplaçant I_1 par sa valeur donnée par (3),

$$j\omega M k V_1 = \left\{ j\omega C\left[-\omega^2 M^2 - \left(R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}\right)(\rho + j\omega L')\right] + \frac{1}{r}\left[-\omega^2 M^2 - (R + j\omega L)(\rho + j\omega L')\right] \right\} V_2.$$

En posant

(4) $$V_1 = (a + jb)V_2,$$
on trouve

(5) $$\begin{cases} a = \dfrac{1}{Mkr}\left[rC\omega^2(LL' - M^2) - rCR\rho - (r+R)L' - \rho L\right] \\ b = \dfrac{1}{Mkr}\left[-\omega(LL' - M^2) - rCR\omega L' - rC\rho\omega L + \dfrac{R+r}{\omega}\rho\right]. \end{cases}$$

Si α est le coefficient de couplage des deux selfs L et L', on a
$$M^2 = \alpha^2 LL',$$
et en négligeant R devant r, le système (5) s'écrit

(6) $$\begin{cases} a = \dfrac{1}{kr\alpha\sqrt{LL'}}\left\{L'[r\omega^2LC(1-\alpha^2) - r] - \rho(rRC + L)\right\} \\ b = \dfrac{1}{kr\alpha\sqrt{LL'}}\left\{- L'[\omega L(1-\alpha^2) + rR\omega C] - \dfrac{r\rho}{\omega}(\omega^2LC - 1)\right\}. \end{cases}$$

Le facteur d'amplification de l'étage est par définition $\dfrac{1}{\sqrt{a^2+b^2}}$.
Cherchons pour quelles valeurs de L' on a un maximum du facteur d'amplification, c'est-à-dire annulons la dérivée première de cette quantité par rapport à L',

De (6), on tire

(7) $$\sqrt{a^2+b^2} = \frac{1}{kr\alpha\sqrt{LL'}}\sqrt{A^2+B^2},$$

en ayant posé

$$A = L'[r\omega^2LC(1-\alpha^2) - r] - \rho(rRC + L),$$
$$B = -L'[\omega L(1-\alpha^2) + rR\omega C] - \frac{r\rho}{\omega}(\omega^2LC - 1).$$

En dérivant (7) par rapport à L', et en égalant à zéro la dérivée, on obtient

$$0 = -\frac{1}{L'2\sqrt{L'}}\sqrt{A^2+B^2}$$
$$+ \frac{1}{\sqrt{L'}}\frac{1}{2\sqrt{A^2+B^2}}\left[2A(r\omega^2LC(1-\alpha^2) - r) - 2B(\omega L(1-\alpha^2) + rR\omega C)\right]$$

d'où, en multipliant le tout par $\sqrt{L'}$ et par $\sqrt{A^2+B^2}$, on a :

$$0 = -\left\{L'[r\omega^2LC(1-\alpha^2) - r] - \rho(rRC + L]\right\}^2$$
$$- \left\{L'[\omega L(1-\alpha^2) + rR\omega C] - \frac{r\rho}{\omega}[\omega^2LC - 1]\right\}^2$$
$$+ 2L'\left\{L'[r\omega^2LC(1-\alpha^2) - r] - \rho[rRC + L]\right\}[r\omega^2LC(1-\alpha^2) - r]$$
$$+ 2L'\left\{L'[\omega L(1-\alpha^2) + rR\omega C] + r\rho\left[\omega LC - \frac{1}{\omega}\right]\right\}[\omega L(1-\alpha^2) + rR\omega C],$$

et en simplifiant :

$$0 = r^2L'^2[\omega^2LC(1-\alpha^2)-1]^2 + L'^2[\omega L(1-\alpha^2)+rR\omega C]^2 - \rho^2\left[(rRC+L)^2+\frac{r^2}{\omega^2}(\omega^2LC-1)^2\right],$$

d'où :

$$L'^2\left\{r^2[\omega^2LC(1-\alpha^2)-1]^2+[\omega L(1-\alpha^2)+rR\omega C]^2\right\} = \rho^2\left\{[RrC+L]^2+\frac{r^2}{\omega^2}[\omega^2LC-1]^2\right\},$$

et, enfin :

$$(8) \qquad L' = \sqrt{\frac{\rho^2(rRC+L)^2+\frac{r^2\rho^2}{\omega^2}(\omega^2LC-1)^2}{r^2[\omega^2LC(1-\alpha^2)-1]^2+[\omega L(1-\alpha^2)+rR\omega C]^2}},$$

avec laquelle nous pouvons déterminer la valeur de L' qui nous donne le plus grand facteur d'amplification, une fois données les valeurs de L, C, α, etc.

On voit que cette valeur de L' dépend aussi de la pulsation de la tension appliquée. Mais nous avons tout intérêt à avoir l'amplification la plus grande pour la fréquence de résonance du circuit oscillant. Dans ce cas, (8) se simplifie :

$$(9) \qquad L' = \sqrt{\frac{\rho^2(rRC+L)^2}{r^2\alpha^4+[\omega L(1-\alpha^2)+rR\omega C]^2}}.$$

D'après (6), nous pourrons déterminer les facteurs d'amplification correspondant à plusieurs valeurs de la pulsation et tracer des courbes, analogues aux courbes de résonance et qui nous permettront de juger comment l'amplificateur se comporte aux diverses fréquences de modulation.

Nous avons fait des mesures sur quelques types de triodes pour en déterminer les valeurs de la résistance grille-filament. La résistance par défaut d'isolement dans le culot est d'environ 400 mégohms pour beaucoup de lampes et descend à 280 mégohms pour quelques exemplaires. La résistance interne grille-filament, pour les lampes modernes à vide poussé est beaucoup plus grande que la résistance par défaut d'isolement, lorsque la lampe travaille en amplificatrice, c'est-à-dire avec une tension moyenne de grille négative. Par contre, lorsque la lampe travaille en détectrice, la résistance interne est plus petite : 0,35 mégohms pour les A435 Philips, 0,75 mégohm pour les A415 Philips, 0,54 mégohm pour les RE074 Telefunken. Ces valeurs sont mesurées au point le plus favorable pour la détection et pour des valeurs de tension-plaque de 80 volts.

Pour d'autres types de lampes la résistance interne de grille devient négative pour des valeurs négatives de tension grille. Pour une lampe Edison V.I.101 la résistance interne était de — 23,5 mégohms pour une tension grille de — 3 volts et pour une Edison V.I.103 elle était de 350 mégohms pour une tension grille de · -5 volts. Pour les mêmes lampes, la résistance par défaut d'isolement était de 450 et de 280 mégohms respectivement.

Exemple de calcul d'un amplificateur de moyenne fréquence pour superhétérodyne.

Supposons que l'on veuille construire un amplificateur à moyenne fréquence de trois étages plus une lampe détectrice pour une fréquence d'onde porteuse de 200 kc/s et qui donne une amplification presque constante pour des fréquences de modulation de 100-4 000 périodes-seconde. L'amplificateur devra donner aussi une bonne sélectivité.

En utilisant une seule des bandes latérales, l'amplificateur devra amplifier à peu près uniformément les fréquences comprises entre 200 et 196 kc/s. Le premier étage sera accordé sur 196 kc/s, le second sur 200 kc/s et le troisième sur 198 kc/s. On amortira si nécessaire ce dernier circuit, afin que la courbe de l'amplification totale en fonction de la fréquence soit à peu près rectangulaire. Avec cette disposition, on perd beaucoup en intensité, mais on gagne énormément en qualité de reproduction. En examinant les équations (6) et (9), on voit qu'on aurait intérêt, pour augmenter le facteur d'amplification, à augmenter L et à diminuer C. Mais il ne faut pas aller trop loin dans la diminution de C, car les capacités secondaires (capacités de la bobine, capacité entre les broches du culot, etc.), qu'on ne peut évaluer avec précision et qui ont des facteurs de puissance très élevés, prendraient trop d'importance.

1ᵉʳ étage.

Soient les données suivantes :

Condensateur	Capacité : 207 $\mu\mu$F facteur de puissance : 0,0013
Triode n° 1	ρ = 8 740 o. ; k = 9,38
Triode n° 2	r = 100 mégohms
Fréquence de résonance : 196 kc/s.	

On a pris une valeur de r plus petite que celles qui résultent des mesures, pour tenir compte des résistances par défaut d'isolement dans la bobine, dans le condensateur, etc. Cette correction est d'ailleurs presque superflue, parce que lorsque r est très grand, des variations même fortes dans sa valeur ont très peu d'importance sur les résultats.

Prenons 9μμF environ comme capacité distribuée équivalente de la self et soit 3μμF la capacité grille-filament de la lampe, soit en tout 12μμF avec un facteur de puissance de 0,03. Très sensiblement, la capacité totale du circuit oscillant sera de

$$207 + 12 = 219 \mu\mu F$$

et le facteur de puissance résultant

$$\frac{0,03 \times 12 + 0,0015 \times 207}{219} = 0,00287.$$

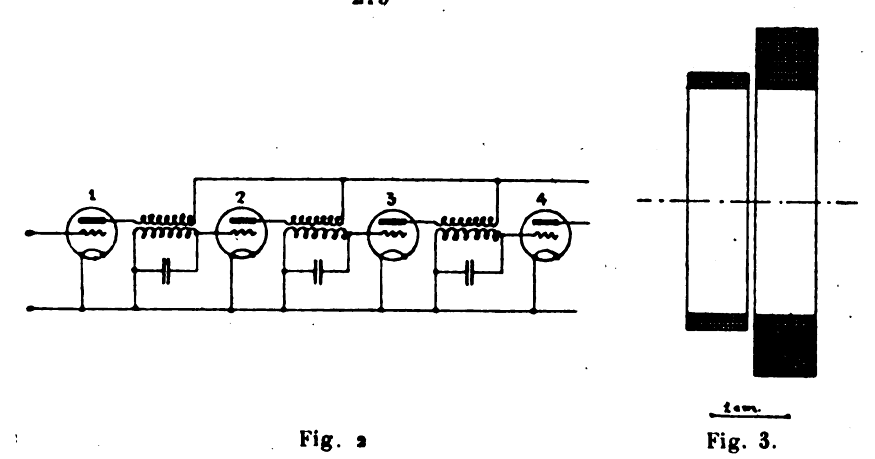


Fig. 2 Fig. 3.

De ces valeurs on déduit la résistance équivalente en série avec le condensateur, soit

$$\frac{0,00287}{2\pi \times 196\,000 \times 219.10^{-12}} = 10,6 \text{ ohms.}$$

La bobine du circuit oscillant devra avoir une inductance

$$L = \frac{1}{(12,32.10^5)^2 \times 219.10^{-12}} = 3,01 \; mH.$$

Soit 7,1 ohms la résistance de la bobine ; la résistance équivalente du circuit oscillant, sera donc

$$R = 10,6 + 7,1 = 17,7 \text{ ohms.}$$

En première approximation, prenons comme coefficient de cou-

plage $\alpha = 0,447$. L'équation (9) nous donne alors

$$L' = 0,1718 \ mH$$

Nous avons mesuré la valeur de α pour deux bobines de dimensions indiquées sur la figure (3) et nous avons trouvé $\alpha = 0,443$. Or, puisque dans l'équation (9), $r^2\alpha^4$ est beaucoup plus grand que

$$[\omega L(1 - \alpha^2) + rR\omega C]^2,$$

on peut dire que L' est inversement proportionnel à α^2. On trouve donc en deuxième approximation

$$L' = 0,1718 \times \left(\frac{0,447}{0,443}\right)^2 = 0,1815 \ mH.$$

A l'aide de l'équation (6), nous avons enfin tracé les valeurs du facteur d'amplification en fonction de la fréquence et nous avons tracé la courbe I de la fig. 4.

Nous avons procédé de même pour les deux autres étages, pour lesquels on avait :

2e étage.

Condensateur	Capacité : 199μμF.
	facteur de puissance 0,0013
Triode n° 2	ρ = 9034. k = 9,26
Triode n° 3	r = 100 mégohms
Fréquence de résonance	200 kc/s.

3e étage.

Condensateur	Capacité : 205μμF.
	facteur de puissance 0,0013
Triode n° 3	ρ = 9850 o. k = 9,1
Triode n° 4	r = 0,6 mégohm
Fréquence de résonance	198 kc/s.

On a trouvé :

$L = 3,10 \ mH$. $\alpha = 0,443$ $L' = 0,184 \ mH$.

pour le second étage, et

$L = 2,98 \ mH$. $\alpha = 0,460$ $L' = 0,412 \ mH$

pour le troisième.

Les courbes de la fig. 5 montrent encore l'influence des variations de α et de L' sur la valeur du facteur d'amplification et pour le premier étage.

Dans toute cette étude, nous n'avons pas tenu compte de la capacité grille-plaque de la lampe, ce qui aurait introduit des complications excessives. Cette capacité produit une diminution apparente

Fig. 4 (1).

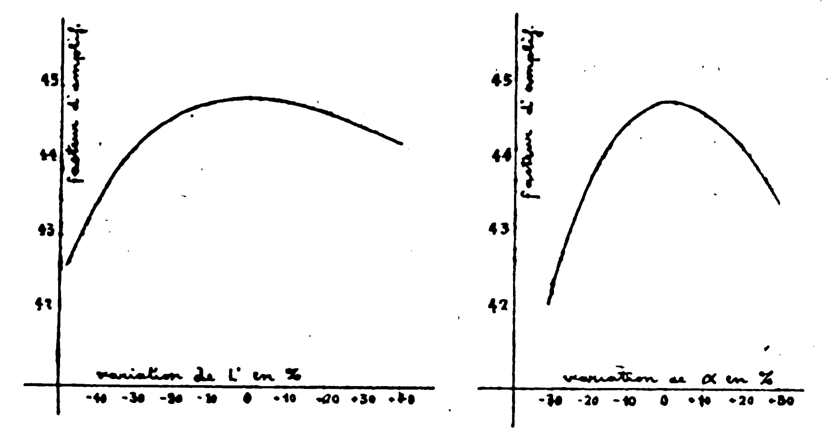


Fig 5.

(1) Dans la fig. 4, nous avons aussi tracé les courbes II et III du facteur d'amplification du 2e et du 3e étage, et enfin la courbe R de l'amplification totale de l'ensemble des 3 étages.

de la résistance du circuit oscillant, et une augmentation de l'inductance. Par contre, la mise sous écran des bobines, indispensable pour éviter des couplages non contrôlables, provoque à son tour, une augmentation de la résistance et une diminution de l'inductance. Ces deux effets se neutralisent donc partiellement et d'ailleurs nous ne croyons pas qu'ils aient une importance excessive. Nous nous proposons toutefois de soumettre ce problème à une analyse plus complète.

Les mesures sur la résistance interne de grille ont été exécutées à l'Ecole Supérieure Electrotechnique Galileo Ferraris à Turin.

M. BOELLA.

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T.S.F.

COURRIER TECHNIQUE DE L'ONDE ÉLECTRIQUE

Pour répondre au désir exprimé par plusieurs de nos lecteurs, nous avons organisé un courrier technique relatif aux questions intéressant la T S.F. et ses applications. Les lecteurs qui désirent profiter de nos Services n'auront qu'à adresser leur demande de renseignements à :

Monsieur P. ABADIE,
52, Boulevard Pasteur, 52
PARIS, XVe.

Pour ne pas encombrer les colonnes de la Revue, les réponses seront adressées directement aux demandeurs. Cependant, lorsque la question posée sera très générale et susceptible d'intéresser un grand nombre de lecteurs, nous la publierons dans « l'Onde Electrique ».

BAR-LE-DUC. - IMP. COMTE-JACQUET

L'éditeur-gérant : ÉTIENNE CHIRON.



ETUDE SUR LA PROPAGATION DES ONDES COURTES

Par le Lieutenant GUYOT

SOMMAIRE. — Cette étude se divise en deux parties :

1° Recherche des lois de propagation en supposant la couche d'Heaviside ayant ses éléments déterminés uniquement par la position du soleil.

2° Etude des modifications à apporter à ces lois. en tenant compte de la vitesse de variation de l'ionisation en un point de l'atmosphère.

Chaque partie est suivie de résultats d'expériences venant à l'appui de cette étude.

I

HYPOTHÈSE D'UNE COUCHE CONDUCTRICE

Dès que la télégraphie sans fil apparut, la possibilité de réaliser des liaisons à longue distance amena les expérimentateurs à expliquer le processus des propagations des ondes le long de la surface terrestre.

Kennely et Heaviside formulèrent en 1902 l'hypothèse d'une couche ionisée située dans la haute atmosphère.

Les ondes se propageraient entre deux surfaces, celle de la terre et celle de la couche ionisée.

Cette hypothèse a été très discutée ; et notamment de nombreux savants ont examiné la constitution de cette région conductrice ainsi que ses propriétés vis-à-vis des ondes.

Sans vouloir entrer dans les considérations théoriques sur l'ionisation et ses propriétés, nous n'envisagerons que certaines hypothèses sans en expliquer le mécanisme, et nous essaierons d'en déduire des règles pratiques.

RELATION ENTRE LA COUCHE IONISÉE ET LE SOLEIL

Nous admettrons comme première hypothèse que l'existence de la couche ionisée est liée à la présence du soleil.

Si nous considérons la Terre et le Soleil, la droite qui joint leurs

centres, nous poserons que l'action du soleil sera maximum sur la face A et minimum sur la face B (fig. 1).

La pénétration de l'action solaire sera plus grande du côté A que du côté B. La couche ionisée, pour n'envisager que des formes simples, la terre étant supposée sphérique, serait en première hypo-

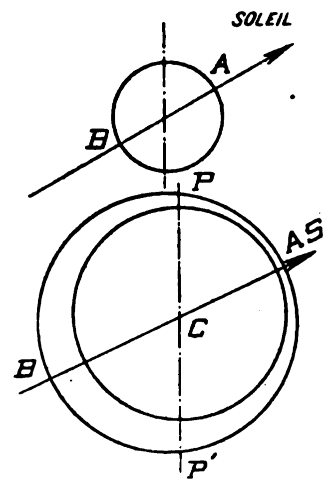


Fig. 1.

thèse une sphère enveloppant la terre et dont le centre se trouverait sur la ligne terre soleil, de l'autre côté du soleil par rapport au centre de la terre.

Les ondes se propageraient donc entre deux sphères conductrices, l'une étant constituée par la terre, l'autre par la couche ionisée.

La hauteur à laquelle serait située la couche ionisée serait de 20 km du côté A éclairé, et de 300 à 600 km du côté B.

Il faut admettre que cette couche a ses éléments liés intimement à la position du soleil. La terre en tournant autour de son axe PP' va en quelque sorte se déplacer sur elle-même dans cette enveloppe.

En un point du globe bien déterminé, la hauteur de la couche variera:

1° Avec le mouvement de la terre sur elle-même. Passage du jour à la nuit.

2° Avec le mouvement de la terre autour du soleil.

Ayant posé cette hypothèse simple sur la couche ionisée, nous allons examiner l'effet d'une telle couche sur la propagation des ondes.

(Il est bien entendu que ce n'est là qu'une approximation des-

tinée à fixer l'allure des phénomènes et non une étude complète de la question).

Effet d'une couche ionisée sur la propagation des ondes.

Cette étude a été faite par divers auteurs et en particulier se trouve exposée dans le livre *Les Ondes Electriques courtes* de Mesny. Le calcul montre que l'on doit considérer le milieu ionisé comme possédant un indice de réfraction μ pour les ondes courtes.

La valeur de μ est donnée par

$$\mu = \sqrt{1 - N\frac{e^2\lambda^2}{\pi m}}.$$

En prenant

$$e = 1{,}6.10^{-20} \quad m = 10^{-27}, \qquad N = 10^5$$

et en exprimant λ en mètres on obtient :

$$\mu = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{75}\right)^2}.$$

Prenons un rayon électromagnétique d'une émission de longueur d'onde λ passant du milieu non ionisé dans le milieu ionisé, il subira une réfraction Par analogie avec les lois de l'optique, on peut admettre que pour un certain angle d'incidence θ, il n'y aura plus de réfraction, mais une réflexion totale. Cet angle a pour valeur

$$\sin 0 = \mu = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{75}\right)^2}$$

ou plus simplement

$$\cos \theta = \frac{\lambda}{75}$$

On voit donc, en admettant l'hypothèse d'une couche ionisée et de la réfraction des ondes dans ce milieu, qu'il existe un angle limite de réfraction dont la valeur croît de 0 à 90° pour des ondes allant de 75 m à 0 m, défini par

$$\sin \theta = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{75}\right)^2} \qquad \text{ou} \qquad \cos \theta = \frac{\lambda}{75}.$$

Il en résulte que, à partir d'un poste émetteur, les rayons issus de ce poste et attaquant la couche ionisée sous un angle inférieur à l'angle limite ne reviendront pas sur le sol ; les autres, au contraire, seront tous réfléchis.

Zones de silence. — Portée des ondes courtes.

Examinons, en tenant compte de ce point, la propagation des rayons électromagnétiques autour d'un poste.

Les rayons électromagnétiques autour d'un poste peuvent être divisés en deux catégories :

1° rayons rasants;

2° rayons en hauteur.

Nous admettrons pour simplifier que la couche ionisée est parallèle à la surface de la terre.

Rayons rasants. — Les rayons rasants ne donnent lieu qu'à une portée assez faible, l'absence de difraction notable conduit à considérer les ondes courtes comme se propageant en ligne droite, et par conséquent *la distance théorique* qui constituera en quelque sorte l'horizon du poste émetteur est donnée approximativement par

$$D = 2\sqrt{h},$$

h en mètres, D en milles;

h, hauteur du poste émetteur au-dessus du sol.

Pratiquement avec les écrans constitués par les collines, les accidents de terrain, la portée est relativement très faible.

2° *Rayons en hauteur.* — Ces rayons vont frapper la couche ionisée.

Ceux qui attaquent la couche sous un angle inférieur à l'angle limite de réfraction s'échappent.

Ceux pour lesquels l'angle d'incidence est supérieur à l'angle de réfraction limite sont renvoyés vers le sol.

Parmi ces derniers se trouvent les rayons rasants envisagés plus haut, et qui ne seront pas arrêtés par les obstacles situés aux environs du poste. Ces rayons partis tangentiellement à la terre, reviennent après réflexion sur la couche ionisée tangenter la terre de nouveau en un point A (fig. 2). La distance PA représentera la portée limite des ondes courtes pour la hauteur de la couche ionisée donnée. (Nous ne parlons pas des réflexions successives qui peuvent se produire sur la surface de la terre).

Approximativement la distance PA est donnée par

$$PA = 2\sqrt{h^2 + 12\,800h}. \qquad h \text{ en Kms.} \qquad D \text{ en Kms.}$$

En définitive, sur la surface terrestre et suivant une direction donnée, nous rencontrerons :

a) une zone de propagation directe, très restreinte ;

b) une zone de propagation située à une certaine distance du poste émetteur, zone des rayons réfléchis.

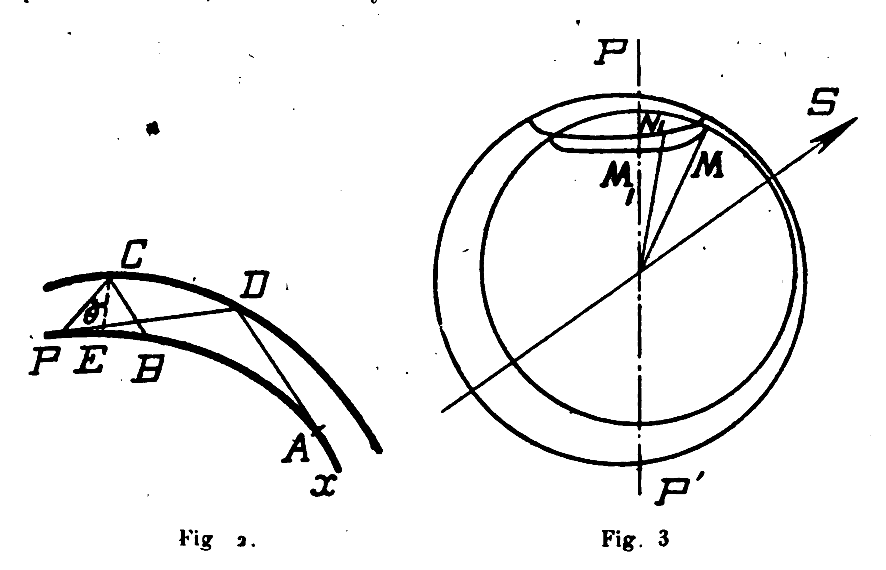


Fig 2. Fig. 3

La première zone est la zone PE ;

La deuxième zone BA ;

On peut calculer la distance PB approximativement ;

$$PB = 2h \operatorname{tg} \theta$$

θ est donné par :

$$\sin \theta = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{75}\right)^2} \qquad \text{ou} \qquad \cos \theta = \frac{\lambda}{75}.$$

Un observateur se déplaçant le long d'un arc de grand cercle à partir du poste rencontrera :

1° une zone de réception PE ;

2° zone de silence EB

3° zone de réception BA ;

4° zone de silence Ax.

Nous ne ferons pas intervenir pour le moment les réflexions qui pourraient se produire sur le sol.

Si nous prenons une onde déterminée et une puissance donnée, on voit que la partie BA va être fonction de la hauteur de la couche ionisée.

Représentation graphique, pour un jour donné, de la propagation d'une onde, en fonction de l'heure.

Considérons un point du sol, et examinons comment varie la hauteur de la couche ionisée en ce point, en fonction de l'heure.

Soit M ce point, et S la direction du soleil (fig. 3). La terre tournant autour de l'axe PP′, le point M décrira le parallèle MM′.

La hauteur de la couche ionisée est égale à la distance MN.

Pour la latitude considérée et pendant le jour considéré, la représentation de la hauteur de la couche en fonction de l'heure sera représentée par la courbe, fig. 4.

Tableau synoptique.

Pour étudier les propriétés des ondes courtes, nous utiliserons deux représentations :

1° L'une donnant la hauteur *h* de la couche ionisée pour le lieu considéré, en fonction du temps pendant une période de 24 heures.

2° L'autre donnant : la portée directe, la portée du rayon réfléchi pour la valeur de l'angle limite de réfraction (premier rayon électromagnétique réfléchi par la couche d'Heaviside, la portée des rayons partant tangentiellement au sol et revenant après réflexion tangentiellement au sol.

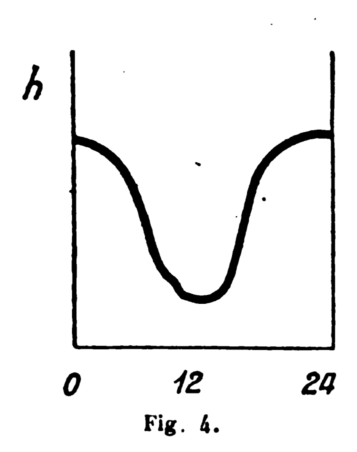


Fig. 4.

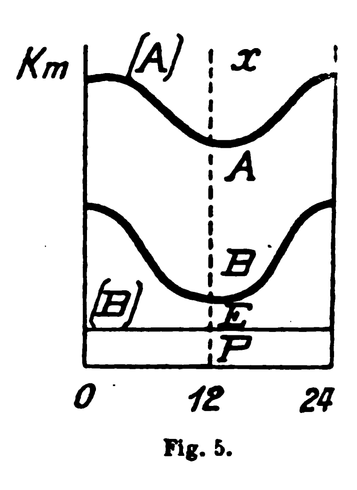


Fig. 5.

Ces portées seront mesurées sur un arc de grand cercle passant par le poste émetteur et à partir de ce poste.

On passera du tableau donnant la hauteur et la couche d'Heaviside au tableau des portées pour une onde donnée par les formules :

$$PB = 2h \operatorname{tg} \theta, \quad \theta \text{ étant donné par } \cos \theta = \frac{\lambda}{75},$$
$$PB = 2\sqrt{h^2 + 12800h}.$$

Il en résultera pour la portée des ondes une variation équivalente. Pour une onde donnée nous aurons donc un graphique dont l'allure générale sera celle qui est donnée fig. 5.

Variation de la propagation des ondes en fonction de la longueur d'onde pour un jour donné.

Si nous prenons différentes ondes, l'angle de réfraction limite étant fonction de λ, on obtient les graphiques fig. 6, 7 et 8.

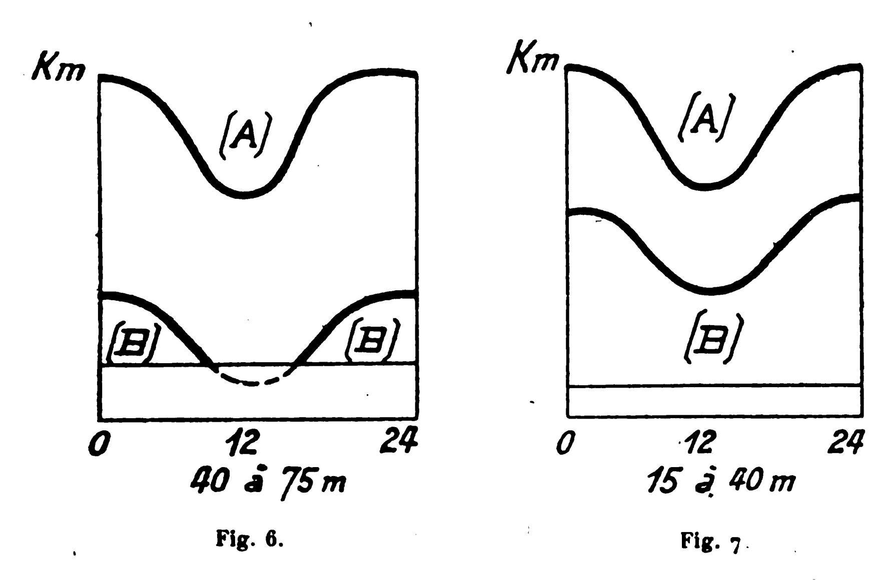


Fig. 6.

Fig. 7.

Variations au cours de l'année de la propagation d'une onde.

Prenons une onde donnée, et établissons le tableau synoptique de cette onde pour un jour donné.

Pour ce jour, nous aurons une δ du soleil donné ; donc, pour la latitude du poste considéré, la variation de hauteur de la couche ionisée sera également donnée.

La hauteur sera mesurée sur la génératrice du cône de révolution autour de PP' et ayant pour ouverture le complément de l'angle donnant la latitude (fig. 9).

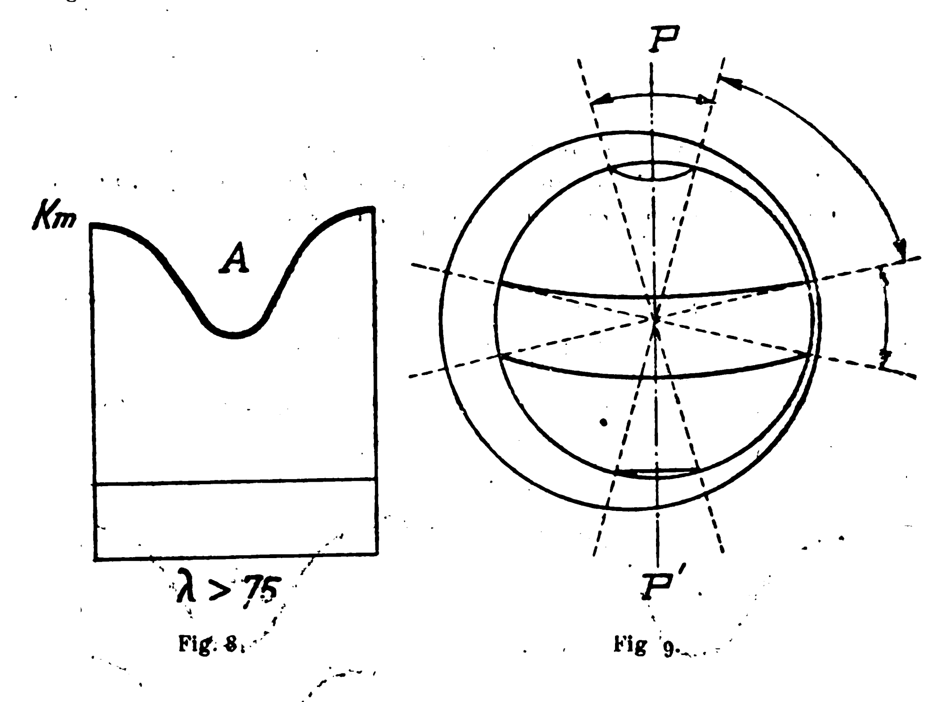


Fig. 8. Fig 9.

On voit que suivant la hauteur du soleil, la hauteur de la couche ionisée va varier.

On voit qu'il y aura trois zones à considérer :

1° Le point M est situé entre le 0 et le 23° de latitude N. ou S.

2° Le point M est situé entre le 23° et le 67° de latitude N. ou S.

3° Le point M est situé au delà du 67° de latitude N. ou S.

(Il est bien entendu que ces chiffres concernent surtout la région de la couche ionisée où se produit la réflexion totale des rayons électromagnétiques).

Il y aura deux fois par an passage de la couche basse (20 km) d'où minimum de propagation. Les zones de silence seront très réduites.

Pour une onde donnée, les heures de l'apparition ou de la disparition des signaux seront peu différentes au cours de l'année.

Dans le deuxième cas, il n'y aura qu'une seule période de mauvaise propagation. La portée de jour sera plus grande que pour la première zone.

L'heure d'apparition ou de disparition des signaux suivra la variation de la durée des jours.

Dans le troisième cas, les portées de jour et de nuit seront moins nettement différentes. Les zones de silence seront considérables.

Ayant ainsi posé les grandes lignes de cette théorie, nous allons examiner les faits connus et voir comment on peut les expliquer simplement.

Expériences.

1° *Variation de la propagation des ondes en fonction de l'heure. Les ondes électriques courtes* (Mesny, p. 17).

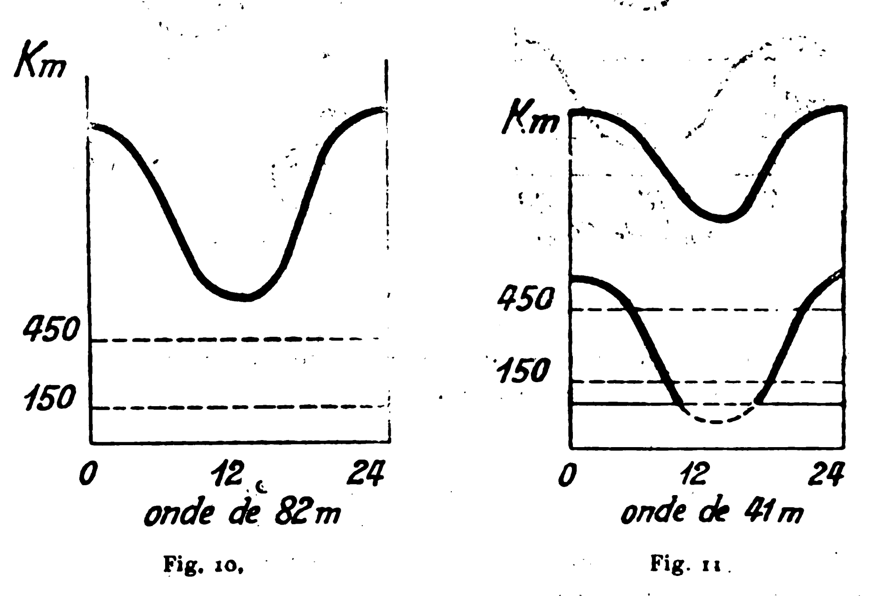


Fig. 10. Fig. 11.

Ondes de 82 m.

« Il faut rapprocher les résultats précédents de ceux observés sur l'onde de 82 m. pour laquelle aux mêmes distances comprises entre 150 et 400 km la réception était faible de jour et excellente de nuit.

Aucune zone de silence n'existait pour cette dernière. »

Onde de 41 m.

« Malgré sa faiblesse, cet harmonique était constamment décelé de jour; il est même arrivé parfois que son intensité atteigne celle de

la fondamentale. Par contre, de nuit cette émission s'évanouissait toujours vite. »

Onde de 50 *m.*

« Alors que de jour la réception était excellente à toute distance,

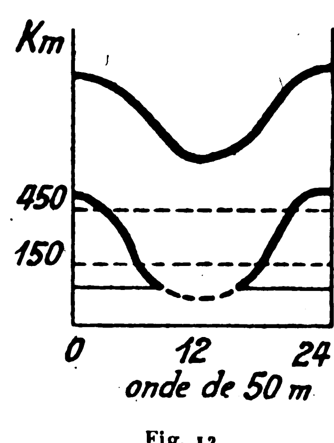


Fig. 12.

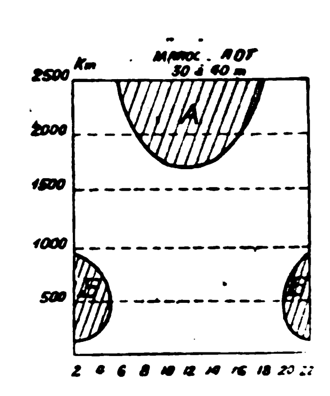


Fig. 13.

elle devenait incertaine ou impossible la nuit, pour des distances comprises entre 150 et 450 km. environ. »

Maroc. — Essais sur les ondes de 30 *à* 40 *m.*

1° Nous allons examiner un voyage particulièrement réussi, effectué par l'escadrille 5 B 2 dans sa mission Agadir-Dakar, et pendant lequel les ondes courtes ont permis une liaison constante.

Le 27 février, le Goliath n° 4 muni d'un poste à ondes courtes fonctionnant sur 40 m. environ, quitte Agadir pour Dakar.

Nous avons établi le tableau synoptique pour l'onde 40 m. en représentant la variation en fonction de l'heure de la limite de la zone de silence A, due aux rayons tangents, et de la limite de la zone B due au premier rayon réfléchi sur la couche d'Heaviside. Sur ce même graphique, le déplacement du Goliath a été figuré. (fig. 13).

Les résultats pratiques concordent avec la théorie d'une façon très satisfaisante.

Date	Etape	Heure de départ	Heure d'arrivée	Force des signaux	Observations
27 février	Agadir-Juby	12 h.	16 h. 30	R 7	
28 février	Juby-Port-Etienne	9 h 45	18 h. 45	R 6	
1er mars	Port-Etienne Reconnaissance	16 h	18 h. 30	R 5	Reprise à 20 h.
2 mars	Port-Etienne Reconnaissance	reprise à 20 h		R. 7	
3 mars	Port-Etienne-Saint-Louis	9 h.	14 h. 30	R 3	à 12 h. les signaux ne sont plus entendus.
3 mars	Saint-Louis	reprise à 20 h		R. 5	
3 au 7 mars	Saint-Louis	reprise à 20 h.		R. 5	
7 mars	Saint-Louis-Dakar	9 h	10 h. 30	0	Pas entendu
7 au 21 mars	Dakar	20 h.		R. 5	
21 mars	Dakar-Baie d'Arguin	9 h.	11 h	0	Pas entendu.
25 mars	Baie d'Arguin	20 h.		R. 5	S O S.
25 mars 2 avril	»	20 h.		R 5	
2 avril	Baie d'Arguin-Port-Etienne	9 h.	10 h. 30	R. 3	
5 avril	Port Etienne	9 h. 20	10 h. 20	R 5	
5 6-7 avril	»	20 h.		R. 6	
7 avril	Port-Etienne-Agadir	8 h 40	18 h 30	R. 7	

2° *Liaison Fez-Bou-Denib-Agadir.*

Pendant toute la période d'hiver, les postes de Fez, Bou-Denib et Agadir ont fait un travail en réseau le jour de 8 h. du matin à 18 h. ; mais pendant cette période jamais l'onde de 38 m. employée n'a été entendue de nuit à ces distances (décembre 1926, janvier, février, mars et avril 1927).

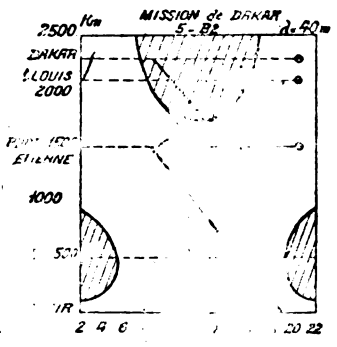


Fig. 14.

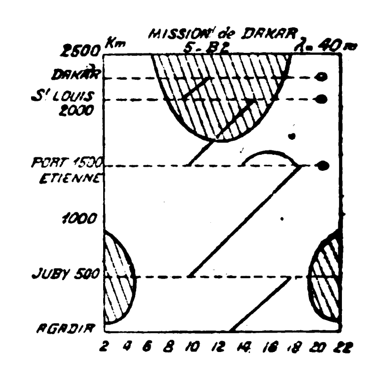


Fig. 15.

Un cas intéressant est encore la liaison Fez-Tunis qui donnait lieu à des reprises de jour et de nuit. L'onde employée, 31 m., passait régulièrement plus faible le jour à 12 h., plus forte la nuit à 20 h. 30. Cette liaison eut lieu régulièrement pendant le mois d'avril.

2° *Variation au cours d'une année de la propagation d'une onde.*

D'après la théorie, les périodes de bonne et de mauvaise propagation seront les mois de décembre et de juin, correspondant aux solstices. — Mesny, p. 20.

« Au numéro 4 nous avons décrit le caractère de cette zone pour l'onde de 50 mètres pendant les mois de janvier et de février. Dans le courant de l'année, l'évolution des résultats sur cette onde s'est manifestée par une diminution progressive de la longue période de mauvaises réceptions de nuit et par l'apparition d'un affaiblissement de la réception vers le milieu du jour.

L'heure moyenne de disparition s'est de plus en plus rapprochée de l'heure de l'apparition matinale jusqu'à amener la suppression de l'extinction.

Vers la fin mai et la mi-juin, on a pu observer des réceptions pratiquement possibles à toutes les heures du jour et de la nuit.

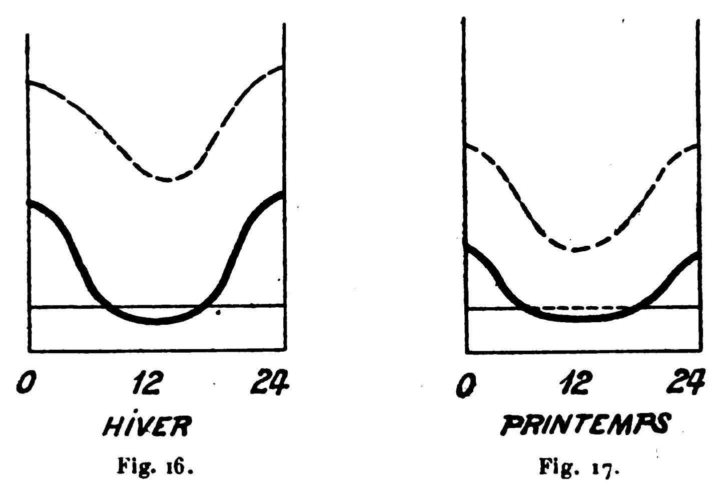


Fig. 16. Fig. 17.

Plus tard, au moment de l'arrêt des expériences en août, l'extinction nocturne était de nouveau réapparue. »

Pour confirmer ce point de vue, on peut citer les résultats du réseau ondes courtes de l'Aviation du Maroc.

Entre Fez et Bou-Denib la distance est de 270 km. environ.

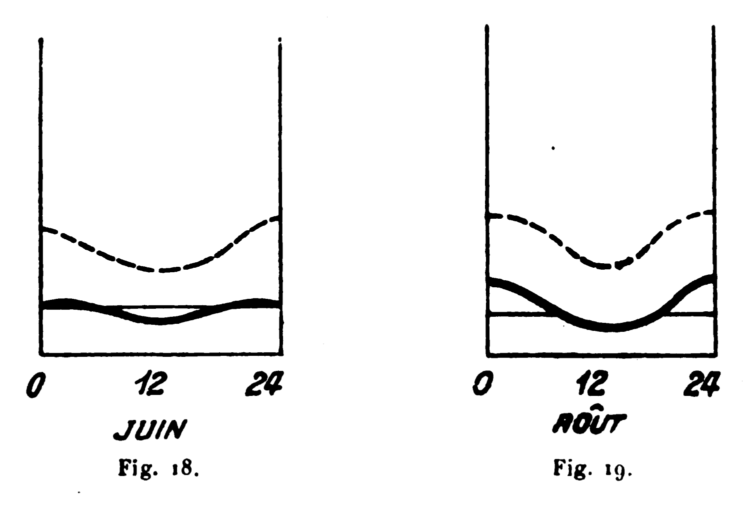


Fig. 18. Fig. 19.

Cette distance couverte facilement sur E-13 dans tout autre terrain, ne l'est pas dans ce cas à cause de l'écran formé par l'Atlas.

La même distance est couverte de jour sur ondes courtes avec 20 watts et 38 mètres de longueur d'onde.

Cette liaison est possible le jour et non la nuit sur cette λ. L'hiver elle peut se réaliser de 9 h. du matin à 5 h. le soir environ. L'été de 5 h. du matin environ à 23 h.

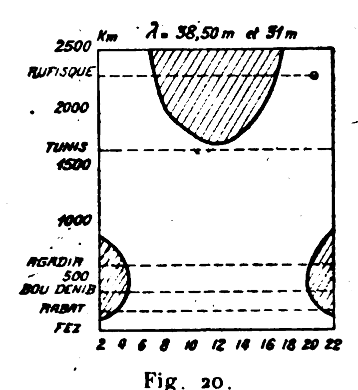


Fig. 20.

Le mois le plus défavorable étant décembre, le plus favorable étant juin.

Une zone d'atténuation apparaît vers mai-juin et l'été, vers midi.

II

THÉORIE DYNAMIQUE DE LA COUCHE D'HEAVISIDE.

La théorie que nous venons d'exposer constitue en quelque sorte la théorie statique de la couche d'Heaviside. Nous allons maintenant faire intervenir la vitesse de propagation de l'ionisation, et nous montrerons les modifications que cette considération apporte à la théorie précédente.

En un point du milieu soumis à l'action solaire, le nombre d'ions existants résulte de la différence entre les ions créés par l'action solaire et les ions détruits par recombinaison.

Si l'action solaire varie, le nombre d'ions par cm^3 va varier également. Mais si l'on part d'un certain nombre d'ions par cm^3 dus à une valeur déterminée de l'action solaire, cette action prenant brusquement une valeur différente, il faudra un certain temps pour que l'ionisation correspondante s'établisse.

Nous aurons donc un retard qui sera d'autant plus grand pour une variation donnée que celle-ci sera plus rapide.

En partant de ces considérations nous allons examiner la varia-

tion de hauteur de la couche d'Heaviside en fonction de l'action solaire. Nous distinguons deux phases dans l'action solaire :

1° Action solaire croissante;

2° Action solaire décroissante.

1° *Action solaire croissante.*

Prenons la terre en un point de son orbite et considérons en un lieu donné l'ionisation due à l'action solaire.

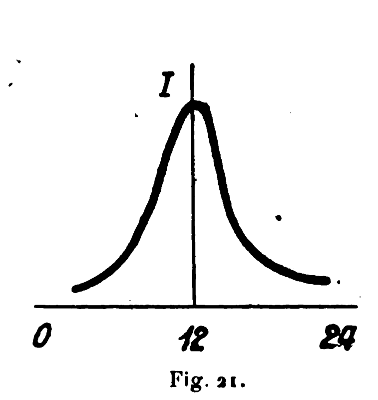


Fig. 21.

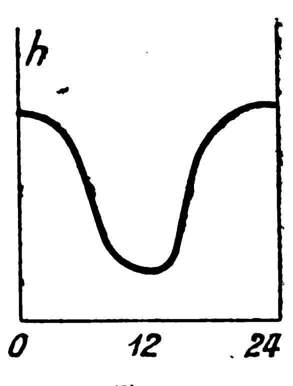


Fig. 22.

Pour un jour donné l'action solaire en ce lieu peut se représenter par la courbe suivante (fig. 21). (Equinoxe par exemple).

D'après la théorie statique, le maximum d'ionisation aurait lieu

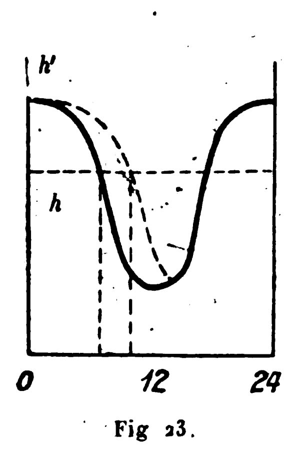


Fig 23.

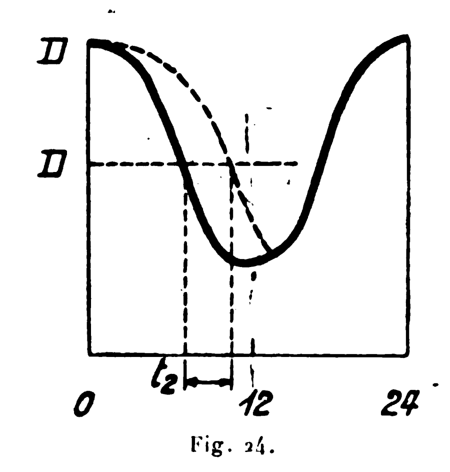


Fig. 24.

à midi, la hauteur de la couche ionisée à partir du sol varierait suivant la courbe (fig. 22), le minimum ayant lieu à midi.

Tenons compte maintenant de la vitesse de formation des ions. A une heure déterminée, la couche ionisée n'aura pas la hauteur h déterminée par la théorie statique, correspondant à l'action solaire de cette heure, elle aura une valeur h' car l'équilibre ionique n'aura pas eu le temps de s'établir (fig 23).

Nous aurons donc un décalage de la hauteur de la couche ionisée par rapport à la hauteur théorique. Il en résultera un retard t_2 dans l'établissement de la hauteur de la couche, à une valeur donnée h (fig. 24).

Pour une distance donnée, il y aura un retard dans l'apparition des signaux, sur l'heure d'apparition prévue par la théorie statique.

Ce retard variable avec la distance est de l'ordre de quelques heures.

Sa valeur est peu différente avec les différents jours, pour une période déterminée.

2° *Action solaire décroissante.*

L'action solaire diminuant, le nombre N d'ions par cm³ va tendre à décroître, la quantité d'ions se combinant étant plus grande que celle d'ions formés.

Nous avons montré dans le paragraphe précédent que la vitesse

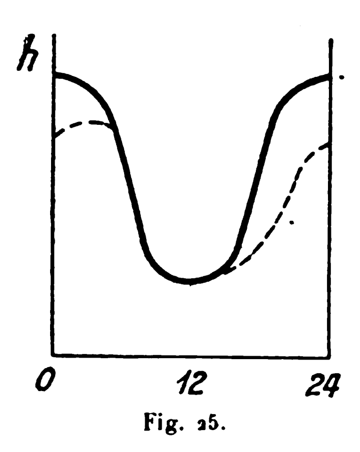


Fig. 25.

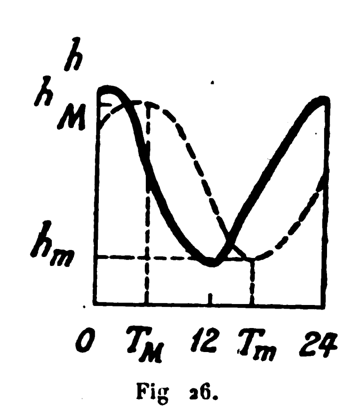


Fig 26.

de variation d'ionisation étant inférieure à la vitesse de variation de l'action solaire, ce phénomène entraînait un retard dans l'établissement de la couche ionisée à une hauteur h déterminée.

Dans le cas actuel, la hauteur de la couche ionisée va tendre à remonter. Nous aurons également un retard dans la variation de

hauteur de la couche d'Heaviside à chaque instant, celle-ci étant plus basse que celle prévue par la théorie statique.

Il en résultera un retard T dans l'extinction d'une onde à une distance donnée.

Ce traînage peut être très important et se manifeste principalement dans les couches ionisée basses.

Dans certains cas même, l'action ionisée étant très profonde, on constate la disparition de zones de silence (Tropiques).

Nous arrivons aux conclusions suivantes :

1° Heure de disparition plus tardive de l'onde à une distance donnée que l'heure de disparition indiquée par la théorie classique.

2° Disparition d'autant plus tardive que l'ionisation a une plus grande valeur.

La théorie précédemment exposée, modifiée par les deux considérations ci-dessus, constitue la théorie dynamique de la couche d'Heaviside.

Variation de hauteur de la couche ionisée en un lieu donné.

Si nous considérons en un point donné la hauteur de la couche ionisée, on voit que la courbe représentative de cette hauteur en fonction du temps pour une période de 24 heures, ne sera pas symétrique par rapport à la droite d'abscisse 12 h., comme le voudrait la théorie statique.

Le minimum de la hauteur de la couche ionisée n'aura pas lieu à 12 h., mais à $T_m > 12$ (fig. 26).

De même le maximum de hauteur de la couche ionisée n'aura pas lieu à 24 h. mais à une heure $T_M > 24$.

De plus, la hauteur h_m du minimum sera supérieure à la hauteur prévue par la théorie statique. La hauteur h_M du maximum sera inférieure à celle prévue par la théorie statique.

Conclusion.

On voit que le résultat est :

1° Décalage de la couche statique dans le sens des temps croissant dans le sens de rotation de la terre.

2° Atténuation de l'amplitude des variations de hauteur de la couche ionisée.

3° Cette atténuation est d'autant plus prononcée que l'action solaire est plus forte.

Vérifications expérimentales.

1° A courte distance.

Cette théorie a été vérifiée à courte distance en examinant les heures d'extinctions et d'apparitions de différentes ondes.

De nombreux essais ont été faits dans le cours des années 1926-1927 et 1928.

Les fig. 27 et 28, montre une ronde de 24 heures de 12 T.M.G. à 12 T.M.G. pendant les journées du 24 et 25 février 1928.

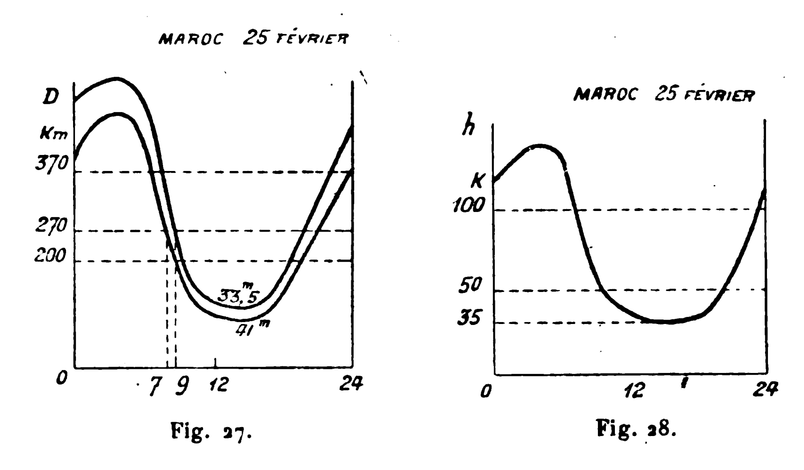


Fig. 27. Fig. 28.

Le poste de Bou-Denib et celui de Fez émettaient de 1/2 heure en 1/2 heure sur des ondes de 33 m. 5 et de 41 m.

Les écoutes furent faites à Rabat, Fez, Bou-Denib.

Bou-Denib. Indicatif B. 9. Longueur d'onde, 41 m.

Fez. Indicatif B. 4. Longueur d'onde 33 m. 5.

Le graphique tracé représente la limite inférieure de la zone de silence en faction du temps.

Les hauteurs de la couche d'Heaviside correspondantes ont été calculées en se servant de la formule :

$$D = 2h \operatorname{tg} \theta.$$

L'angle θ étant donné par :

$$\sin \theta = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{75}\right)^2},$$

$$\cos \theta = \frac{\lambda}{75},$$

λ exprimé en mètres.

L'angle θ d'incidence sur la couche d'Heaviside est de : 54° environ pour 41 m., 64° environ pour 33.50.

Ce tableau synoptique montre :

1° L'apparition rapide des ondes légèrement après le lever du soleil.

2° La disparition relativement lente des ondes après la disparition du soleil.

3° Le maximum de hauteur de la couche d'Heaviside a lieu après minuit.

4° Le minimum de hauteur de la couche d'Heaviside a lieu après midi.

5° Le maximum est de l'ordre de 200 km. de hauteur, le minimum de l'ordre de 35 km.

2° Essais à longue distance.

Ces essais sont beaucoup plus délicats à conduire car les réflexions successives des ondes peuvent dans certain cas masquer les phénomènes.

Aussi, nous ne prendrons qu'un seul exemple pour montrer la façon dont on peut vérifier la théorie.

Les rayons rasants vont se réfléchir sur la couche d'Heaviside et reviendraient tangenter la terre à une distance D.

Cette distance peut approximativement être calculée par la formule :

$$D = 2\sqrt{(6400 + h)^2 - (6400)^2},$$

$$D = 2\sqrt{h^2 + 12\,800h}.$$

Si nous appliquons cette formule au cas déjà signalé de l'expédition de l'escadrille 5 B 2, on voit que la zone de silence A descendait vers midi aux environs de 1.600 km., ce qui donne comme limite supérieure du minimum de hauteur de la couche d'Heaviside une 50 de km. environ.

Il y a lieu de remarquer que les signaux étaient émis par un avion en vol, cette circonstance étant favorable à la portée des rayons tangents.

Ce chiffre pour le 3 mars concorde avec ceux trouvés dans l'essai du 25 février 1928.

La difficulté principale réside dans le fait que les signaux disparaissent très progressivement, alors qu'à courte distance, les phénomènes d'apparitions ou de disparition sont très brusques.

Longueur d'onde limite.

La portée limite des ondes courtes, en ne tenant pas compte de la réflexion sur le sol est donnée par le rayon partant tangentiellement au sol et allant frapper la couche d'Heaviside. On voit que la portée limite va être fonction de la hauteur de la couche d'Heaviside.

Cette distance est donnée approximativement par la formule :

$$D = 2\sqrt{h^2 + 12\,800h}.$$

La courbure de la terre intervenant pour limiter la portée, intervient également dans l'angle de réfraction limite ; certains

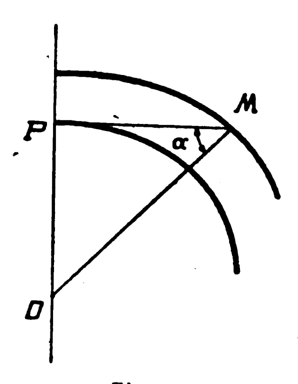


Fig 29

rayons pour les longueurs d'ondes très courtes vont rencontrer la couche d'Heaviside sous un angle trop aigu pour être réfléchis.

On peut calculer la longueur d'onde critique en fonction de la hauteur h.

$$\sin \alpha = \frac{R}{R + h}, \text{ R rayon terrestre.}$$

D'autre part l'angle limite de réfraction est donné par :

$$\sin \theta = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{75}\right)^2}.$$

La λ limite a donc pour valeur :

$$\left(\frac{R}{R + h}\right)^2 = 1 - \left(\frac{\lambda}{75}\right)^2.$$

D'où l'on tire :

$$\lambda = \frac{75}{R + h}\sqrt{h^2 + 2Rh}.$$

Mais

$$\sqrt{h^2 + 2Rh} = \frac{D}{2}$$

Donc

$$\lambda_e = \frac{75}{2(R + h)} D,$$

approximativement

$$\lambda_e = \frac{75}{2R} D, \qquad \lambda_e = \frac{75}{12800} D, \qquad \lambda \text{ en mètres, } D \text{ en km.}$$

Plus la couche ionisée sera basse, plus la λ limite sera faible. A l'équateur, il sera possible d'avoir des portées notables avec des longueurs d'ondes très courtes inférieures à 10 m.

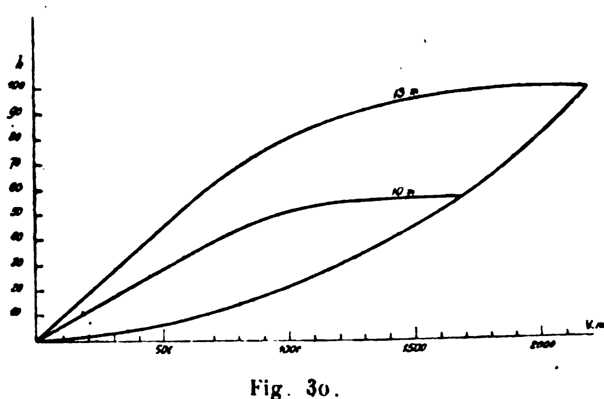


Fig. 30.

Ces considérations montrent que les portées ne seront obtenues que de jour avec des longueurs d'ondes très courtes.

Si nous prenons des ondes voisines de 12 m., il faut que la couche ionisée soit voisine de 100 km.

La zone de silence s'étend jusqu'à 1.400 km. et le rayon tangent donne 2.000 km. environ. Ce ne sera qu'entre ces limites que l'on pourra entendre.

Q.S.T. N° 49, avril 1928. *Les ondes courtes et la Télégraphie sans fil souterraine*... par Sacazes. « Maintenant si l'on prend des ondes inférieures à 12 m., le résultat n'est plus le même, car jusqu'ici, seules des communications *diurnes* à distance moyenne (1.700 km.), on pu être obtenues ».

On peut porter sur un même graphique les courbes représentatives de la distance de portée maxima et la limite des zones de si-

lence en fonction de la hauteur de la couche d'Heaviside. Ces courbes ont l'allure donnée fig. 30.

Elles mettent en évidence, les propriétés des ondes très courtes. Plus la couche ionisée sera basse, plus les ondes très courtes

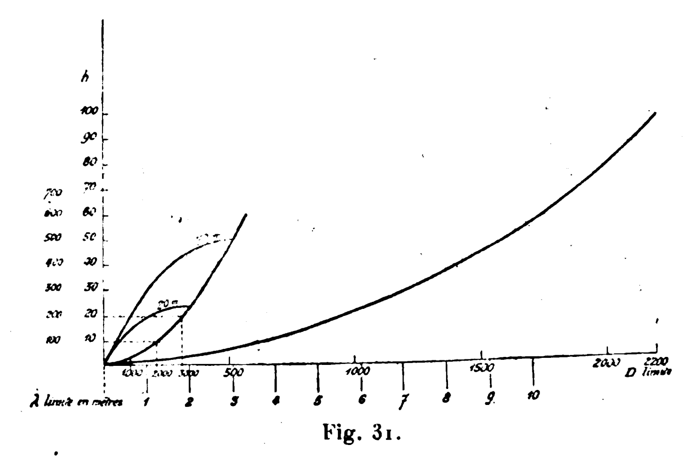


Fig. 31.

pourront passer, mais la portée maxima sans réflexion sur le sol sera réduite.

Sous les tropiques, il sera possible d'effectuer des liaisons à moyenne distance avec des ondes de 4 à 5 m., mais le jour seulement.

Par contre pour les latitudes élevées, la λ limite remonte. Taylor cite l'impossibilité des communications entre Washington et Etah (Groëland) sur 20 m.

Utilisation des ondes courtes.

En restant dans le cas envisagé de la portée des ondes sans réflexions sur le sol on voit que l'étude faite, nous donne tous les éléments pour établir une liaison donnée, à condition de connaître la loi de variation de la hauteur de la couche ionisée.

On sait que cette hauteur est fonction :

1° de l'heure;

2° de la latitude;

3° de la déclinaison du soleil.

Pour une liaison déterminée, seules l'heure et la position du soleil par rapport à la terre interviendront.

Guyot.

Sur un écho d'ondes électromagnétiques courtes arrivant plusieurs secondes après le signal émis et son explication d'après la théorie des aurores boréales [1].

Par **Carl STORMER**

En février 1928, je reçus une lettre de M. Jörgen Hals de Bydgdo près d'Oslo, disant qu'il avait pendant l'automne de 1927, à plusieurs reprises, observé dans son radio. un écho des signaux émis par la station P.C.J.J. de Philips à Eindhoven, et que cet écho arrivait environ 3 secondes après le signal original; il ajoutait qu'il n'avait lui-même aucune idée de l'origine de cet écho.

Comprenant aussitôt l'importance de cette observation en tant que vérification expérimentale de mes recherches théoriques sur l'aurore boréale faites en 1904 et auxquelles nous reviendrons bientôt, je préparai aussitôt une série d'expériences. Des signaux spéciaux furent émis par M. Balth. van der Pol à Philips-radio, Eindhoven, et nous essayâmes de les observer et de les enregistrer tantôt de chez M. Hals qui possède un récepteur sensible, tantôt de l'usine de Elektrisk Bureau à Oslo, avec le concours de l'Administration télégraphique de Norvège.

Après une série prolongée d'essais négatifs à cause surtout de la rareté du phénomène, nous réussîmes enfin, le 11 octobre dernier, M. Hals et moi, à observer une belle série d'échos. Dans l'après-midi, la station P.C.J.J. envoya pendant une demi-heure et à des intervalles de 20 secondes, une série de signaux d'ondes très fortes et non amorties d'une longueur d'onde de 31 m. 4. Les échos nous arrivèrent à des intervalles variables entre 3 et 15 secondes, le plus souvent de 8 secondes; voici à peu près les intervalles notés par moi : 15, 9, 4, 8, 13, 8, 12, 10, 9, 5, 8, 7, 6 et 12, 14, 14, 12, 8 et 12, 5, 8 et 12, 8, 5, 14, 14, 15, 12, 7, 5, 5, 13, 8, 8, 8, 13, 9, 10, 7, 14, 6, 9, 5 et 9. Ces chiffres ne prétendent pas être exacts, mais ils donnent en tout cas une idée qualitative du phénomène. Quelquefois l'écho était double. M. Hals observa en même temps quelques échos à trois secondes d'intervalle. Après ce résultat, je télégraphiai immédiatement à M. van der Pol en lui demandant de vérifier le phénomène et, le lendemain, je reçus un télégramme me disant qu'il avait pendant la nuit répété l'émission et observé lui-

---

(1) Comptes rendus de l'Académie des Sciences, **187**, 5 novembre 1928, 811.

même des échos arrivant à des intervalles de 3 à 15 secondes, la moitié de ces échos étant à 8 secondes d'intervalle.

Nous avons répété quatre fois l'expérience, mais sans percevoir aucun écho.

Ces échos, qui doivent provenir de l'espace cosmique situé au-delà de l'orbite de la Lune, sont d'un très grand intérêt. En effet, j'avais déjà, en 1904, trouvé par l'analyse mathématique que des corpuscules électriques venant de très loin, du soleil par exemple, ont dû être déviés par le magnétisme terrestre de telle sorte qu'il se crée autour de la terre un immense espace de forme toroïde à l'intérieur duquel les corpuscules ne peuvent pénétrer. Cet espace est engendré par un certain ovale autour de l'axe magnétique de la terre, cet ovale étant tangent à cet axe au centre de celle-ci. Maintenant, si les ondes électromagnétiques arrivent à pénétrer la couche d'Heaviside, elles entrent dans cet espace vide, puis poursuivent leur route jusqu'à ce qu'elles rencontrent des courants ou des surfaces de corpuscules se mouvant hors de cet espace. Sous des conditions favorables, elles peuvent être réfléchies et si elles sont encore assez fortes pour percer l'atmosphère, elles nous parviendront alors comme des échos.

La distance minima de la terre à l'endroit de réflexion sera, d'après ma théorie, égale à

$$(\sqrt{2}-1)\sqrt{\frac{M}{H\rho}},$$

où M est le moment magnétique de la terre, $M = 8{,}4.10^{25}$, et $H\rho$ un produit caractéristique des corpuscules, égal à $\frac{m}{e}v$, où m est la masse, v la vitesse et e la charge en unités électromagnétiques (système c.g.s.).

En multipliant cette distance par 2 et la divisant par la vitesse de la lumière, on calcule alors la durée minimum de l'intervalle entre le signal et l'écho. On trouve donc un intervalle de 15 secondes si les échos arrivent du courant de rayons cathodiques correspondant à $M\rho = 300$ et un intervalle de 4 secondes si les courants sont formés des rayons β de radium correspondant à $M\rho = 4000$. Nous obtenons ainsi des nombres de même ordre que les intervalles observés.

Les recherches seront poursuivies en attendant de nouvelles manifestations de ce curieux phénomène.

Carl Störmer.

A la suite de cette communication, M. Deslandres a fait les remarques suivantes :

Le résultat annoncé par M. Stormer a une importance exceptionnelle. C'est le premier coup de sonde direct dans les espaces célestes, pour la reconnaissance de couches qui, par elles même, sont invisibles. La méthode est identique à celle basée sur l'emploi des ultra-sons, qui permet aux marins de déterminer à tout instant la profondeur de la mer au-dessous de leur navire. Les établissements de géophysique et d'astronomie devront évidemment s'organiser pour relever, d'une manière continue, ces échos caractéristiques et tout le long de l'échelle des longueurs d'ondes.

L'explication simple de Stormer implique l'existence d'essaims denses d'électrons, ou d'une manière générale, d'essaims denses de particules électrisées dans le voisinage de la terre. Or, nous savons que le soleil émet de semblables essaims, plus ou moins fortement suivant les jours.

J'ai donc examiné l'état du soleil le 11 octobre et avant le 11 octobre, sur les épreuves de Meudon qui relèvent chaque jour la surface de l'astre et les trois couches superposées de son atmosphère.

Le 11 octobre le soleil présentait dans l'hémisphère Nord trois beaux groupes de taches, un groupe à l'Ouest et deux à l'Est, environ à un jour et à deux jours du méridien central. Le dernier groupe de l'Est, le plus important, était formé de taches multiples, qui, depuis leur apparition au bord le 7 octobre, avaient subi des variations notables. Les vapeurs d'hydrogène et de calcium au-dessus avaient un très grand éclat. A signaler aussi deux très petites taches du même hémisphère qui, visibles le 10, à un jour du méridien central à l'Est, étaient réduites le 11 à une seule. De plus, la tache restée seule était, le 11, dédoublée et au centre de l'astre.

D'autre part, les courbes de la déclinaison magnétique ont montré une certaine agitation les 10 et 11 octobre ; et la variation diurne de l'aiguille a été croissante du 9 au 11.

Bref, l'état du soleil, le 11 octobre, était favorable à l'émission forte de particules électrisées, qui ont pu, la plupart, passer près de la terre sans l'atteindre. Même les conditions étaient telles que des essaims de particules, émanés des points différents du soleil et, animés de vitesses différentes, ont pu passer presque en même temps dans la même région, aux alentours de la terre (1).

---

(1) Une particularité curieuse du phénomène observé est que les retards des échos successifs, relevés pendant une demi-heure, sont très différents.

LES ECHOS DES ONDES COURTES ET LES AURORES BORÉALES

Par BALTH. VAN DER POL.

Dans le 3ᵉ numéro de novembre du périodique *Nature*, une courte note du Professeur Carl Störmer parut sous ce titre. L'auteur y relatait ses propres observations et celles de l'Ingénieur Jörgen Hals, sur quelques échos remarquables perçus à Oslo quelques secondes après la réception des signaux d'origine. Il s'agissait d'ondes courtes spécialement émises pour les besoins de l'expérience par P. C. J. J. (λ = 31,4 mètres), Hilversum. C'est en mars 1928 que l'émission de ces signaux spéciaux eut lieu pour la première fois. Depuis lors, l'expérience fut souvent répétée, jusqu'à deux fois et même quatre fois par semaine. De notre côté, mon assistant et moi, ou tous les deux ensemble nous organisâmes une écoute continue de ces échos à Eindhoven (Hollande), en deux endroits différents. Pendant plusieurs mois, il ne nous fut possible de rien percevoir.

Tout à coup, le 11 octobre, je reçus un télégramme du Professeur Störmer, m'informant que des échos très nets avaient été perçus au cours de l'après-midi. J'effectuai donc le même soir une série de signaux d'épreuve, à raison de 3 points toutes les 30 secondes entre 22 et 23 heures, heure locale, soit 120 signaux que j'écoutai avec mon assistant. Nous observâmes en tout quatorze échos, situés comme suit par rapport à leur signal d'origine :

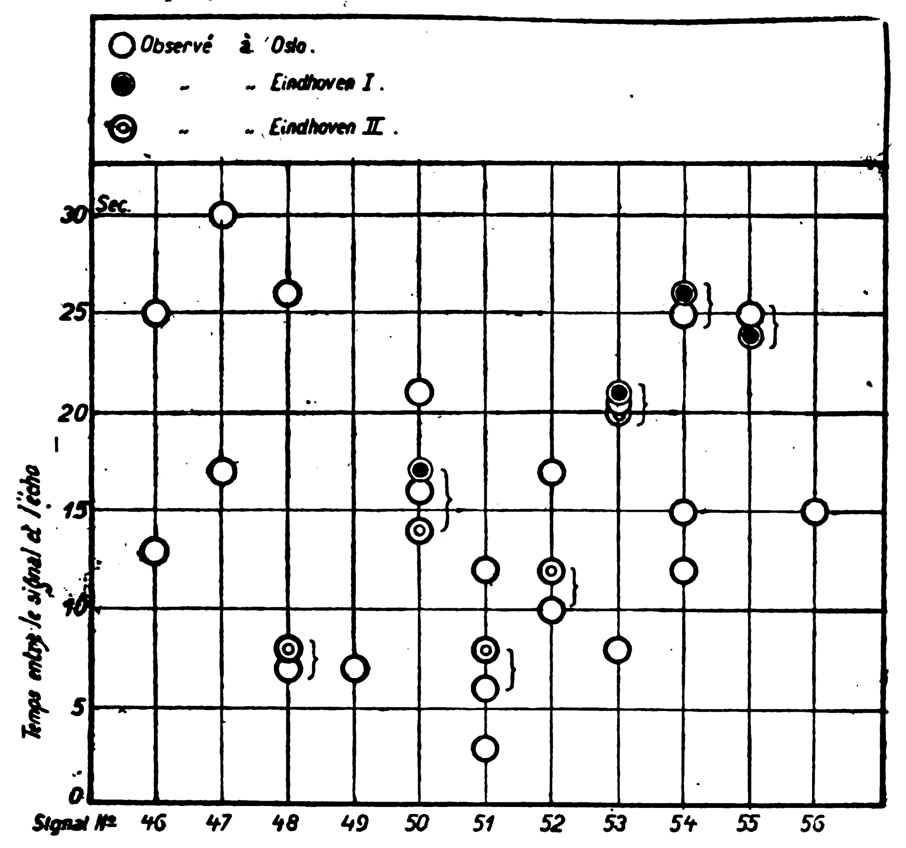
8, 11, 15, 8, 13, 3, 8, 8, 8, 12, 15, 13, 8, 8 secondes

La fréquence d'un écho était toujours exactement égale à celle du signal d'origine, fait aisément contrôlé, en raison de l'absence de modulation des signaux et de la nécessité d'employer un récepteur oscillant. Les vibrations audibles ainsi formées avaient la même hauteur avec le signal et avec l'écho. Un léger changement de la fréquence du récepteur, aussitôt après l'émission d'un signal,

provoquait une légère variation de la hauteur du son correspondant à l'écho ; si on ne modifiait pas le récepteur, on constatait exactement la même variation avec le signal direct consécutif.

Les échos que j'entendis étaient assez faibles. S'il était possible d'identifier leur fréquence à celle des signaux directs on ne pouvait par contre reconnaître les trois points originaux, le dernier étant déformé. Dans un seul cas cependant, les trois points furent absolument nets ; l'écho fut alors reçu trois secondes après l'émission.

Je proposais donc au Professeur Störmer de compter les signaux dans les futures expériences ; ou pourrait ainsi peut-être identifier les échos perçus à Oslo et à Eindhoven.



Jusqu'au 24 octobre, rien ne fut perçu à Oslo ni à Eindhoven. Mais à cette date, on réussit de nouveau quelques observations, entre 16 et 17 G. M. T., à la fois à Oslo et aux deux postes d'Eindhoven séparés de 3 km). Les fréquences des deux récepteurs os-

cillants d'Eindhoven étaient réglées de part et d'autre de la fréquence des signaux émis, afin d'éviter, autant que possible, la confusion de signaux éloignés avec les échos. Le Professeur Störmer m'informa que l'on avait noté 48 échos à Oslo, ce jour-là. Le poste récepteur n° 1 d'Eindhoven (deux observateurs), avait noté 4 échos très faibles et le récepteur n° 11 en avait enregistré 5. On a consigné sur le graphique ci-joint une partie de ces observations simultanées. Les temps ⊚ étaient chronométrés à l'aide d'un compte-secondes, les temps ⊙ à l'aide d'une montre ordinaire, sur le cadran des secondes. Comme la durée des échos dépassait souvent 1,5 seconde, il n'est pas douteux que certains d'entre eux furent perçus aux trois endroits d'une manière pratiquement simultanée. C'est pourquoi, en dépit des difficultées rencontrées fréquemment dans leur observation, il faut croire à l'existence de ces échos, qui ont été entendus par divers observateurs, en différents lieux et même parfois simultanément.

Dans sa lettre, le Professeur Störmer propose comme explication de ces phénomènes la réflexion des ondes sur les courants et surfaces d'électrons que ses recherches sur l'aurore boréale l'ont amené à considérer. Selon cette théorie, les ondes traverseraient la couche de Kennelly (Kennelly Heaviside Layer) et voyageraient, en dehors de notre atmosphère, sur des distances comparables à celle de la terre à la lune.

Par bonheur, les ondes hertziennes, même courtes ne *traversent* pas d'habitude la couche de Kennelly; sinon, les communications à longue distance seraient impossibles, et l'on peut expliquer la production de ces échos à grand retard par le fait que les ondes *pénètrent bien* dans la couche, *mais ne la traversent pas*. Généralement, comme l'a montré le Professeur Appleton, la couche présente une zone limite inférieure relativement bien tranchée, où les ondes à direction presque verticale viennent se réfléchir sous un angle très aigu. Or, la constante diélectrique apparente

$$\varepsilon = 1 \qquad \frac{\pi N e^2}{m\omega^2}$$

(où N est la densité électronique) diminue avec N et s'annule même pour une longueur d'onde de 31,4 mètres et une densité de 10^6 électrons par c.c. environ. D'ailleurs, avec la loi de dispersion exprimée par ε nous obtenons facilement pour les vitesses de phase et de groupe : V phase × V groupe = C^2. Dans ces conditions, aux endroits où la densité électrique est proche de la densité cri-

tique, la vitesse de phase revient infinie, *mais en même temps la vitesse de groupe tend vers zéro.* S'il arrive alors que la densité électronique ne présente qu'une faible variation relative sur la distance d'une longueur d'onde, les ondes pourront pénétrer à l'intérieur de la couche K. H. et voyager dans les régions où la vitesse de groupe sera petite; elles seront donc réfléchies dans la région où s tend vers zéro. Il est évident que, dans ces conditions, il peut s'écouler un temps considérable avant la réception de l'écho, et cependant les ondes n'ont jamais franchi l'atmosphère terrestre. Cette théorie expliquerait aussi les curieux échos observés par *A. Hoyt Taylor et L. C. Young* (Proc. Inst. of Radio, Eng. 16, 561, 1928), distincts des échos bien connus dits « tour-du-monde » (round-the-world). En fait, suivant cette explication, on peut prévoir un certain temps de retard entre le signal et l'écho, les phénomènes étant entièrement régis par le gradient de densité électronique, et ceci cadre bien avec le fait que ce temps de retard est extrêmement variable.

En conséquence, à notre avis, il y a compression et « enchaînement » de groupe, pendant un certain temps, aux endroits où la vitesse de groupe tend à s'annuler.

BALTH. VAN DER POL.

ESSAI D'EXPLICATION DE L'ÉCHO STÖRMER-HALS SUR LES ONDES DE $31^{m},4$ DE P. C. J. J.

Par Hans S. JELSTRUP

Astronome au Service Géographique de Norvège.

Dans une note parue dans la revue *Nature* du 3 novembre 1928, le Professeur Störmer a signalé les échos distincts entendus par lui et par son collaborateur, l'ingénieur Hals à Oslo sur les signaux émis par le poste hollandais P.C.J.J. à Eindhoven. Ces observateurs ont perçu des échos de 3 à 15 secondes après le signal primaire.

En dehors de l'explication donnée par Störmer lui-même dans la note mentionnée ci-dessus et où il suppose que les ondes ayant pénétré dans la couche d'Heaviside sont enfin réfléchies par des courants d'électrons à très grande distance en dehors de l'atmosphère terrestre, j'ai proposé moi-même une autre hypothèse dont la discussion semble intéressante. Cette explication que je vais exposer ici, a été déjà publiée par moi dans le journal quotidien norvégien *Norgenbladet* (29 octobre, 31 octobre et 3 novembre 1928).

A la suite de différents enregistrements des signaux de différentes stations européennes et américaines que j'ai faits avec mon assistant, il nous est souvent arrivé d'avoir des échos ordinaires; d'abord l'écho après 1/7 de seconde, les ondes ayant fait le tour de la terre, puis plusieurs échos de même nature après 2,3..., parcours. Ici, évidemment, l'explication n'est pas douteuse. Mais la connaissance que j'ai acquise de la propagation des ondes courtes suivant les différentes circonstances atmosphériques (aurore boréale entre autres) me font considérer l'explication suivante de l'écho de Störmer comme vraisemblable. Un tel écho survenant plusieurs secondes après le signal primaire pourrait se produire quand les ondes de la station émettrice, après un très grand nombre de réflexions (vulgairement des sauts analogues à ceux d'une balle en caoutchouc), sur la couche d'Heaviside et sur la surface de la terre (peut-être loin de l'émetteur) et aussi sur d'autres couches atmosphériques, viennent de nouveau se concentrer au poste récepteur sen-

siblement en concordance de phase. Les chemins parcourus par les différentes ondes produisant les échos sont donc très compliqués et très différents les uns des autres. Peut-être aussi les ondes ont-elles subi des réflexions et des réfractions dans d'autres couches encore plus élevées que la couche d'Heaviside ordinaire. Il s'ensuit que les ondes ont parcouru la somme d'une très grande quantité de lignes courbes et brisées et que la différence de temps entre le signal primaire et l'écho peut être de plusieurs secondes.

Nous savons d'après la théorie du « fading » comment la couche d'Heaviside se déforme sous l'influence de la lumière du soleil, les circonstances électriques, les aurores boréales, etc... A certains moments, cette couche peut prendre des formes (courbures) en différents points telles qu'elle agit sur les ondes comme une sorte de « miroir » sphérique. Les différentes parties pourront en même temps réfléchir les ondes directement vers un poste récepteur (produisant un maximum s'il y a concordance de phase, un minimum s'il y a opposition). Il faut aussi tenir compte de ces effets de renforcement aux interférences, partiellement dus à la variation de courbure de la couche d'Heaviside, quand on discute l'écho de Störmer.

Une autre question se pose immédiatement : les signaux produisant l'écho ayant parcouru un chemin très long peuvent-ils être assez forts pour être perceptibles au téléphone? Pour la résoudre j'ai donc entrepris quelques calculs, d'après les formules de Howes et de l'Aldébaran, sur l'intensité des signaux de P.C.J.J. correspondant à un écho plusieurs secondes après le signal primaire. La formule de Howes est la suivante :

$$E = 386 \, . \, \frac{I . h}{\lambda} \, . \, \gamma . \, 10^{-8} . \, \frac{e^{-\beta d}}{\sqrt{\sin \theta}} \text{ volts/cm.}$$

où I, h et λ sont respectivement l'intensité du courant, la hauteur effective et la longueur d'onde de la station émettrice,

$$\beta = \frac{r}{240 \; \pi . \, h_t},$$

r est la résistance par cm² entre la terre et la couche d'Heaviside, h_t la hauteur de cette couche, d la distance entre l'émetteur et le récepteur, θ l'arc de grand cercle qui les joint et γ un coefficient déterminé empiriquement.

J'ai employé cette formule pour l'écho de Eindhoven après différents nombres de secondes. Pour h_t, j'ai mis uh, où h est une

valeur moyenne pour la hauteur de la couche d'Heaviside, n le nombre total des réflexions par cette même couche. La quantité nh est donnée par l'équation

$$2nh = VT$$

(V = vitesse de propagation des ondes, T = nombre de secondes entre le signal primaire et l'écho). Je trouve en fin de compte qu'en tout cas jusqu'à 10 secondes, l'écho serait perceptible pour une bonne amplification du récepteur. Naturellement, les résultats donnés par la formule sont très approximatifs et ne peuvent que donner une idée de l'intensité que l'on peut espérer obtenir.

Hans S. Jelstrup.

NOTE SUR LES TRANSFORMATEURS INTERMÉDIAIRES DE BASSE FRÉQUENCE

Par P.-K. TURNER, M. I. E. E., M. I. R. E.

J'ai lu avec grand intérêt l'étude de M. Jouaust sur les transformateurs à basse fréquence, dans le numéro d'octobre de *L'Onde Electrique.*

Quoique cette étude soit certainement exacte — quelques erreurs d'impression mises à part — l'auteur en tire certaines conclusions qui paraissent erronées si elles ne sont pas examinées avec soin.

Je fais allusion en particulier à ses conclusions de la p. 444 :
« En résumé on peut dire, et l'expérience l'a vérifié, que même avec
« les transformateurs ayant des entrefers, on n'observe jamais la
« résonance série sur l'inductance équivalente aux fuites, mais
« uniquement la résonance parallèle due à l'action du courant
« magnétisant.

« Cette résonance dans les transformateurs basse fréquence qui
« peut être très utile en radiotélégraphie devient gênante en radio-
« téléphonie puisqu'elle produit de la distorsion. Pour l'éviter, il
« faut rejeter cette résonance dans les régions élevées du spectre des
« fréquences, c'est-à-dire dans les régions de fréquences qui n'in-
« terviennent pas dans la voix.

« On y arrive en rendant la capacité des enroulements aussi fai-
« ble que possible par un bobinage convenable ».

En Angleterre on a beaucoup étudié cette question depuis 4 ans et on l'étudie encore.

Il semble que l'on ne puisse pas abaisser la capacité des enroulements suffisamment pour que la première résonance ait lieu au-dessus de 2.000 c/s environ.

Mais la coutume anglaise est actuellement d'employer en toutes circonstances des lampes dont la résistance d'anode est si faible que la première résonance est tout à fait imperceptible.

En même temps on diminue tellement le flux de fuite que la deuxième résonance ne se produit que dans le voisinage des fréquences utiles les plus élevées.

Cependant, si on choisit une lampe de trop faible résistance, la deuxième résonance acquiert de l'importance.

Un transformateur type de la meilleure qualité devrait avoir les caractéristiques suivantes :

$$L_1 = \text{véritable inductance du primaire} = 100 \text{ H}$$
$$l = \text{flux de fuite primaire} = 1 \text{ H}$$

et on mettrait devant lui une lampe dont la résistance d'anode serait :

$$\rho = 10.000 \text{ à } 20.000 \text{ ohms.}$$

Avec des ensembles de cette espèce, on ne trouve aucune augmentation de l'amplification (même par des mesures) à la première fréquence de résonance, voisine de 1.500 c/s., et l'accroissement relatif à la deuxième fréquence, voisine de 7.000 c/s. est à peine mesurable.

P.-K. TURNER.

A la suite de cette note, M. Jouaust nous a communiqué la note suivante :

J'ai lu avec beaucoup d'intérêt la note de M. Turner et je tiens à le remercier tout d'abord de la peine qu'il a prise de discuter mon travail.

Les divergences d'opinion que signale cette note sont plus apparentes que réelles. Il ne faut pas oublier que la conférence aux élèves de la section de Radiotélégraphie de l'Ecole Supérieure d'Electricité dont l'article de *L'Onde Electrique* n'est qu'une reproduction, date déjà d'une année. A cette époque on ne disposait guère en France que de lampes à grande résistance interne et mes remarques sur les phénomènes de résonance avaient pour but de relever les théories erronées que certains constructeurs donnaient du fonctionnement de leurs appareils.

Depuis, la situation a complètement changé par la réalisation de lampes susceptibles d'avoir de faibles résistances internes et en même temps de grands coefficients d'amplification. Avec ces lampes il devient possible de ne plus observer la résonance parallèle et d'observer au contraire la résonance série.

R. JOUAUST.



SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

FONDATION D'UN PRIX.

Le Conseil d'Administration de notre société a décidé de fonder un prix destiné à récompenser un travail d'ordre théorique ou expérimental sur la radio-électricité.

Le but poursuivi est d'attirer l'attention de tous les milieux scientifiques sur les importants problèmes qui se posent aujourd'hui en radio-électricité : toutes les ressources de la science sont en effet utiles, sinon nécessaires, à leur étude et les progrès faits dans la recherche de leur solution sont toujours immédiatement applicables aux développements scientifiques ultérieurs.

La valeur de ce prix est actuellement fixée à un minimum de 5.000 fr., mais notre conseil espère trouver des concours lui permettant d'en augmenter l'importance, soit pour le cas où le mérite du travail à récompenser justifierait une telle mesure, soit encore pour attribuer, à l'occasion, plusieurs prix. Des résultats ont déjà été acquis dans ce sens.

Le jury est constitué par le bureau de la Société auquel se joindront MM. Bethenod, È. Bloch, L. Bloch, Bouthillon, Fabry, Langevin et Turpain. Le bureau comprend en particulier les membres d'honneur et les anciens présidents : MM. A. Blondel, le Général Ferrié, Janet, M. de Broglie, Bousquet, de Valbreuze, Pomey, Brylinsky, Ch. Lallemand, Ch. Maurain et Lumière. Selon la nature des mémoires présentés, une ou plusieurs commissions seront choisies au sein du jury pour leur examen.

Le programme des travaux à présenter n'est nullement limitatif; les seules conditions à remplir sont qu'ils doivent se rapporter à la radioélectricité et présenter une réelle valeur scientifique ou technique. Ils pourront comporter uniquement des études expérimentales ou d'observation ou bien, au contraire, être d'ordre purement mathématique.

Ces travaux devront être postérieurs au 1er janvier 1927; la date extrême à laquelle les mémoires devront être remis est fixée au

31 décembre 1929; leur publication antérieure ne sera pas un obstacle à leur prise en considération.

Les candidats devront être français et membres de la société.

Le jury se réserve le droit de remettre l'attribution du prix à une date ultérieure au cas où aucun mémoire ne lui paraîtrait de nature à la justifier.

Nous comptons donner toute la publicité possible à la fondation de ce prix; elle sera annoncée en particulier dans les diverses facultés et grandes écoles. Nous serions très reconnaissants à tous les membres de la société de vouloir bien nous aider à la faire connaître dans tous les milieux susceptibles de s'y intéresser.

Le Secrétaire Général

René MESNY

Le Président,

Ch. MAURAIN,

Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.

CLASSIFICATION DES ARTICLES DU TOME VII

Nos de Référence	TITRES DES ARTICLES

RADIO-FREQUENCES

Théorèmes généraux.

Mesures, Généralités, Oscillographes.

Mesures des longueurs d'onde et des fréquences, ondemètres, fils de Lécher, multivibrateur, quartz.

RAYONNEMENT — PROPAGATION

Théories d'ensemble.

Propagation : Résultats expérimentaux.

Grande distance.

Ondes courtes.

Effet des phénomènes météorologiques, astronomiques, magnétiques.

Nos de Référence | TITRES DES ARTICLES

Nos de Référence	TITRES DES ARTICLES
	Téléphonie, Modulation, Radio-diffusion.
28	La station radiotéléphonique de Prague. — Deloraine (E.-M.), janv. 1928, p. 21 et fév. 1928, p. 45.
	Transmission des images. Télévision.
29	Quelques procédés d'amplification des courants photo-électriques et applications à l'émission des bélinogrammes. — Toulon (P.), fév. 1928, p. 72.
30	Derniers progrès de la transmission bélinographique en France. — Ogloblinski (G.), oct. 1928, p. 446.
	A bord d'engins mobiles : avions, bateaux...
31	Le radio-compas et la navigation aérienne. — Franck (P.), mars 1928, p. 109.
	Sur fils : H. F. sur lignes.
32	La télégraphie multiplex par courants de fréquences audibles (Télégraphie harmonique). — Pagès (A.), mars 1928, p. 93).
	Applications diverses (géographie, signaux horaires, cellules, médecine, etc.).
33	Le battement du cœur considéré comme oscillation de relaxation et un modèle électrique du cœur. — Van der Pol (Dr Balth.) et Van der Mark (M.-J.), sept. 1928, p. 365.
34	Utilisation des lampes de T. S. F. pour la production de musique électrique. — Aisberg (E.), oct. 1928, p. 455.
	MATERIEL
	Lampes : Généralités, physique interne, calcul et construction. Modèles spéciaux à 4, 5... électrodes ; lampes en courants alternatifs.
35	Applications nouvelles des lampes à quatre électrodes. — Decaux (B.), mars 1928, p. 119.
36	Les capacités internes de la lampe à plusieurs électrodes. — Cseslaw Rajski, nov. 1928, p. 461.
	Transformateurs : H. F., M. F., B. F.
37	Les transformateurs intermédiaires en basse fréquence. — Jouaust (R.), oct. 1928, p. 437.
37bis	Note sur les transformateurs intermédiaires de basse fréquence. — Turner (P.-K.), déc. 1928, p. 541.
	Haut-Parleur.
38	L'évolution et l'avenir des haut-parleurs, exemples de principes nouveaux : haut-parleurs électrostatiques. — Toulon (P.), sept. 1928, p. 393.
	SUJETS NON SPECIAUX A LA T. S. F. OU EN DEHORS DE LA T. S. F.
39	Quelques procédés d'amplification des courants photo-électriques et applications à l'émission des bélinogrammes. — Toulon (P.), fév. 1928, p. 72.
40	Le battement du cœur considéré comme oscillation de relaxation et un modèle électrique du cœur. — Van der Pol (Dr Balth.) et Van der Mark (M.-J.), sept. 1928, p. 365.

CLASSEMENT DES ARTICLES

par noms d'auteurs suivant l'ordre alphabétique.

BAR-LE-DUC. IMP. COMTE-JACQUET

L'éditeur-gérant : ÉTIENNE CHIRON.

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

PROPAGATION

Troubles atmosphériques et activité solaire ; L. W. Austin. *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, octobre 1927, 837-842. — En 1917, avait été déjà émise l'hypothèse que les troubles atmosphériques pouvaient être dus à un bombardement de l'atmosphère terrestre par des particules électrisées émises par le soleil. On aurait pu ainsi expliquer la coïncidence d'observations atmosphériques à des distances très grandes. Ces troubles simultanés auraient eu lieu quand les grandes taches solaires étaient au centre du disque solaire face à la terre. Des observations entreprises à San Francisco et Washington et poursuivies pendant plus d'un an, ne donnèrent pas de résultat. Les mesures entreprises par l'auteur et traduites sous forme de courbes dans cet article ne confirment pas davantage l'hypothèse ci dessus mentionnée. Par contre il y a une relation très nette entre la température locale et les atmosphériques et aussi entre ces derniers et les orages survenus dans un rayon de près de 400 km autour de Washington. L'auteur émet comme conclusion l'hypothèse d'une action indirecte de l'activité solaire : cette dernière agit sur le temps et le temps influe sur la production d'atmosphériques.

P. Abadie.

Enregistreur automatique des évanouissements ; Th. A. Smith et G. Rodwin, *Proc. Rad. Inst. Eng.* **15**, janvier 1927, 41-47 — La principale difficulté dans la construction d'un tel appareil, tient à la nécessité d'obtenir une énergie suffisante pour actionner l'enregistreur. L'amplification à haute fréquence à l'aide d'un nombre élevé d'étages est très délicate par suite de l'instabilité. Pour les mesures sur des émissions de radiodiffusion on pourrait à la rigueur amplifier à basse fréquence mais outre que la profondeur de modulation est rarement constante, on enregistrerait à la fois des évanouissements sur l'onde porteuse et sur les bandes latérales. Les auteurs ont donc opté pour la solution consistant à moduler l'émission à la réception et à éliminer à l'aide de filtres toute autre modulation faite à l'émetteur. Deux appareils ont été construits d'après ce principe : l'un couvrant la bande 18-150 mètres et à l'aide d'un émetteur local, la bande 1000-3000 mètres, l'autre couvrant la zone réservée à la radiodiffusion. Ils comprennent un récepteur superhétérodyne, un modulateur à 1000 périodes, un amplificateur de puissance à basse fréquence, un filtre, un détecteur et un milliampèremètre enregistreur, genre électrodynamomètre. Pour terminer, les auteurs donnent quelques graphiques relevés à l'aide de ces appareils.

P. Abadie.

La Propagation des ondes électromagnétiques le long des fils ; E. Roessler, *Elek. Nachr. Techn.* **46** juillet 1927, 281-295 ; — L'étude de la propagation est classique en supposant l'écartement a des fils, petit devant la longueur λ des ondes ; le rayonnement est alors négligeable, et l'on aboutit à l'équation « des télégraphistes ». Au contraire, lorsque le rapport $\frac{a}{\lambda}$ devient appréciable, le rayonnement complique beaucoup les phénomènes, et les travaux de Sommerfeld, Mie, Carson, Mannebach, n'ont pas encore abouti à la solution théorique complète de la question.

L'auteur s'est donc proposé de l'étudier expérimentalement, au moyen de plusieurs dispositifs simples mais ingénieux. Il a d'abord exploré systématiquement le champ aux environs d'un système de fils de Lecher, puis mesuré la distance entre les nœuds, enfin l'amortissement des ondes, le tout en fonction de l'écartement a des fils. Sa conclusion est fort nette : les résultats trouvés *ne peuvent être expliqués par aucune* des théories existantes. En particulier, l'effet du rayonnement

commence à se faire sentir parfois pour des valeurs très faibles du rapport $\frac{a}{\lambda}$ de l'ordre de 0,08.

Or, de telles valeurs se rencontrent dans le cas des ondes de l'ordre de 200 m se propageant sur une ligne de transport de force; l'auteur a vérifié, effectivement, sur la ligne à 60.000 volts Felsberg-Hemfurth, que pour de telles ondes l'affaiblissement observé était très différent de celui calculé par l'équation des télégraphistes.

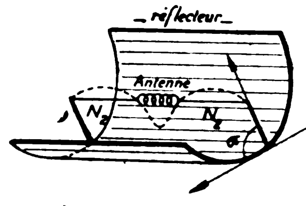
Il faut donc, en employant cette équation dans des cas semblables, introduire un terme correctif; c'est ce que fait l'auteur pour une antenne vibrant sur harmonique; la courbe qu'il obtient pour la résistance de rayonnement présente la même allure que celle calculée autrement par Ballantine (Voir *O. E.* analyses, IV, 1925, p. 73).

P. David.

RAYONNEMENT

Rayonnement dirigé avec antenne horizontale; A Meissner, *Zeits. Hochfr. Techn.*, **30**, septembre 1927, 77-79. — Un système dirigé a été constitué par l'auteur de la manière suivante :

Deux antennes horizontales, chacune ayant 1/2 longueur d'onde, sont dans le prolongement l'une de l'autre; elles sont couplées par une bobine qui reçoit l'énergie de l'émetteur tout en réalisant la remise en phase des deux demi-antennes.



Le système est placé au foyer d'un réflecteur en cylindre parabolique, d'ouverture égale à 1,7 fois la longueur d'onde (fig.); ce réflecteur peut tourner autour d'un axe horizontal pour faire avec le plan horizontal un angle quelconque α; la manœuvre se fait par treuil en quelques minutes.

Le faisceau d'ondes est ainsi orienté en direction et en hauteur.

L'ensemble a été installé à Nanen et a fonctionné sur l'onde de 11^m avec une puissance de l'ordre du kilowatt (indicatif AGK).

L'écoute, faite à Rio-de-Janeiro, a montré que la réception était très bonne *pendant le jour*, sauf de rares exceptions. En général, on observait un maximum fort net lorsque l'angle α était au voisinage de 35 à 40 ; cependant, certains jours, son choix importait peu.

La réception était meilleure que celle du transmetteur AGA (λ = 15m 8 kw), et que celle obtenue en transmettant sur simple antenne verticale.

P. David.

Calcul des antennes dirigées; H Plendl, *Zeitschr. Hochfr. Techn.*, **30**, septembre 1927, p. 80-82. — Calcul du rayonnement de plusieurs antennes horizontales placées bout à bout et couplées de manière à vibrer en phase; (c'est le dispositif utilisé par Meissner et analysé ci-dessus).

Les résultats sont donnés sous la forme habituelle de diagrammes polaires.

P David.

ÉMISSION

La durée de l'amorçage et de l'extinction des oscillations d'un tube générateur. Ses variations avec les conditions de fonctionnement; W. S Pforte, *Zeits. Hochfr. Techn.*, **30**, septembre 1927, 83-86. — Lorsque la tension plaque est brusquement appliquée à un émetteur, les oscillations n'arrivent que progressivement à leur amplitude maximum : soit X_a le temps mis pour atteindre la moitié de cette amplitude.

De même, quand la tension-plaque est coupée, les oscillations s'éteignent progressivement : soit X_k le temps mis pour que leur amplitude se réduise de moitié.

Les durées X_a et X_k ont évidemment une grosse importance pour la téléphonie et la télégraphie rapide. L'auteur s'est proposé de les mesurer par des relevés oscillographiques, dans le cas particulier d'un émetteur à *basse* fréquence (104 p : s), comprenant un tube *R S 5 Telefunken*, alimenté sous 440 volts, un circuit oscillant de self-induction 1,02 henry (sans fer) et une

capacité de 2HF, et enfin une bobine de couplage de 0,9 henry.

Il a trouvé :

1° que la durée d'amorçage X_a variait entre 0,06 et 0,9 seconde, suivant les conditions de fonctionnement. Elle diminue lorsque le couplage, le chauffage, et la tension-plaque augmentent, elle augmente au contraire avec la « résistance de fuite » de grille, avec la résistance du circuit de plaque ou celle du circuit oscillant; enfin, elle est minimum pour une certaine tension moyenne de grille (voisine de zéro).

2° au contraire, la durée d'extinction est presque indépendante de toutes ces conditions et demeure voisine de 0,04 sec.; elle n'est augmentée que par l'adjonction d'un condensateur de forte capacité en parallèle sur le circuit de plaque.

L'auteur n'indique pas jusqu'à quel point ces résultats peuvent être étendus aux générateurs à haute-fréquence.

P. DAVID.

RÉCEPTION

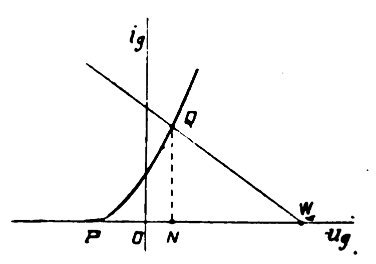
Caractéristiques « dynamiques » de grille et autres moyens pour l'étude de la détection par la grille; BARCLAY, *Exp. Wir.*, **4**, août 1927, 459 et septembre 1927, 552. — Pour étudier la détection, il est commode de tracer le réseau des caractéristiques « dynamiques » du courant grille, c'est-à-dire des valeurs du courant, *moyen* pour une tension *moyenne* à laquelle on superpose une variation alternative donnée.

Ces caractéristiques dynamiques ne peuvent, en principe, être déduites de la caractéristique statique, sans faire une hypothèse sur la nature algébrique de celle-ci. Cependant l'auteur, en utilisant une formule donnée par Browning et en supposant les dérivées d'ordre supérieur à 6, identiquement nulles, montre que l'on peut passer de l'une à l'autre par une construction graphique simple.

Enfin, moyennant les approximations d'usage pour les signaux faibles, on arrive à se passer entièrement de toute caractéristique dynamique et l'on obtient directement la tension moyenne de grille par le tracé d'une seule droite. La règle est la suivante :

Soit PQ la caractéristique statique habituelle, courant grille en fonction de tension grille.

La grille est reliée, par un condensateur shunté par une résistance de fuite R, à un point de tension moyenne fixe V_0



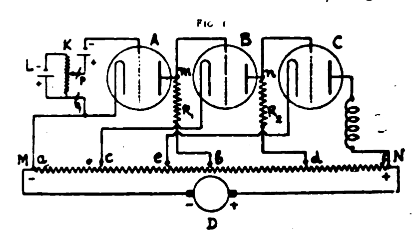
On lui applique une tension alternative E, et l'on demande quelle sera la tension moyenne v_s de la grille sous l'effet de ce signal.

Pour la trouver, il suffit de prendre le point W dont l'abscisse est égale à (V_0 + 0,866. E); par ce point, de mener une droite WQ dont la pente est égale à $\frac{3}{R}$, cette droite coupe la caractéristique au point Q. Soit ON l'abscisse de ce point, on a la tension V_s cherchée égale à (ON — 0,866. E).

L'auteur indique en outre une variante de cette construction en supposant la caractéristique tracée sur du papier logarithmique.

P. DAVID.

Montage des triodes en relais à variation brusque en courant continu; NICOLAS MINORSKY, *Journ. Frankl. Inst.*, **203**, février 1927, 181-209. — Les phénomènes décrits dans cet article, ont lieu dans un amplificateur à courant continu monté ainsi que l'indique la figure. Sous certaines conditions et grâce à la présence du potentiomètre commun MN, il se produit un phénomène de réaction. Pour une certaine valeur bien définie du potentiel de grille de la première



lampe, le courant de plaque de la dernière lampe varie brusquement ; il revient à sa première valeur pour la même variation en sens inverse. Le phénomène est donc réversible. Ce qui fait l'intérêt du relais ainsi constitué, c'est : 1° la rapidité de la variation ; d'après l'auteur, la grille étant alimentée en courant alternatif à 60 périodes, le saut brusque se produit en 1/2000° de seconde ; 2° l'énorme amplification apparente qui, toujours d'après l'auteur est, autour de la valeur critique du potentiel de grille, de l'ordre de 10°. L'article contient la discussion de la stabilité du système précédent en partant du critérium général de stabilité formulé, par Blondel et Kauffmann.

P. ABADIE.

Etudes sur la galène synthétique et théorie nouvelle du détecteur à cristal ; OGAWA, NEMOTO, KANEKO, *El. Techn., Lab. Tokyo*, **196**, mai 1927. — Cette importante brochure résume une étude comparative très complète sur les galènes naturelles et synthétiques.

Les auteurs ont tracé les courbes caractéristiques et mesuré les sensibilités de nombreux échantillons de galène, dont la structure était d'autre part analysée au microscope métallographique.

Ils ont montré l'influence de la composition des galènes artificielles et l'amélioration qu'apporte la présence d'un peu d'argent métallique ; ils préconisent une méthode de fabrication permettant d'incorporer cet argent à la surface par cémentation.

Ils mentionnent aussi le choix du métal constituant la pointe, et conseillent le zinc, l'aluminium, et en général les métaux électropositifs.

Enfin, ils critiquent les théories actuelles de la détection par cristal et présentent une « nouvelle » explication, d'après laquelle la détection serait un phénomène électronique, dû à l'inégalité d'émission des électrons par la pointe et le cristal. Les phénomènes observés s'expliqueraient alors par la nécessité d'augmenter cette inégalité, et de ne pas masquer le phénomène par une faible résistance de contact.

Une bonne bibliographie, un recueil de photographies microscopiques et de courbes expérimentales, complètent le travail.

P. DAVID.

La modulation dans les tubes amplificateurs ; E. PETERSON et H.-P. EVANS, *Bell. Syst. Techn. J.*, **6**, juillet 1927, 442-460. — Par « modulation » les auteurs entendent la distorsion causée par la courbure des caractéristiques de plaque

On peut représenter ces caractéristiques, aux environs du point moyen utilisé, par un développement en série suivant les puissances croissantes des tensions de grille et de plaque. En supposant ce développement arrêté aux termes de puissance 3, et pour une charge *non inductive* dans le circuit de plaque, les auteurs calculent l'amplitude des harmoniques 2 et 3, introduits dans le courant de plaque.

Ils en font l'application à divers tubes américains commerciaux ou spéciaux, en utilisant les coefficients mesurés par une variante de la méthode de Miller.

Le travail pourrait être utilisé de manière plus générale à l'étude de la détection et des amplificateurs à résistances.

P. DAVID.

Calcul de la capacité apparente dans les amplificateurs à résistance ; M. VON ARDENNE et W. STOFF, *Zeits. Hochfr. Techn.*, **30**, septembre 1927, 86-89. — Il s'agit toujours des amplificateurs décrits par Von Ardenne et qui utilisent dans les circuits de plaque, des résistances de l'ordre du mégohm (Voir *O.E.* analyses, mai 1927, p. 31-A., octobre 1927, p. 52-A.).

Les auteurs se proposent de calculer l'effet des capacités parasites entre électrodes et de voir si elles diminuent l'amplification pour les fréquences audibles les plus élevées.

Ils établissent rapidement les formules indispensables et les appliquent à un amplificateur de trois étages, en supposant premièrement, que l'amplificateur débite sur une résistance pure ; deuxièmement, que la capacité entre électrodes des tubes est de l'ordre de 1,3 cm. Ils trouvent que pour la fréquence 10 000, l'amplification ne baisse que de moitié environ, c'est-à-dire que la distorsion téléphonique est pratiquement inappréciable ; ils affirment d'autre part l'avoir vérifié expérimentalement.

(Nous croyons essentiel de remarquer combien ce résultat dépend des valeurs numériques arbitrairement adoptées

par les auteurs. L'on peut tout aussi bien supposer que l'amplificateur débite sur un haut-parleur, qui pour la fréquence 10.000, en raison de la capacité des enroulements, décale le courant en avant; et l'on peut aussi admettre que la capacité parasite entre électrodes atteint la valeur normale de 6 à 7 cm Dans ces conditions, les mêmes calculs aboutissent au résultat précisément contraire, à savoir que la distorsion est appréciable aux fréquences téléphoniques élevées.)

P. David.

Exploitation, Applications

Observations sur la radio diffusion simultanée par plusieurs émetteurs de même longueur d'onde; Eppen, *Elek. Nachr. Techn.*, **4**, septembre 1927, 385-387. — La multiplication des postes régionaux de radio diffusion et la difficulté de les alimenter en programmes différents, conduit assez naturellement à la solution suivante :

les postes transmettent le même programme *sur la même longueur d'onde*, réglée soit par des stabilisateurs locaux, soit par une émission auxiliaire sur fils.

L'auteur a étudié un tel réseau, comprenant les trois postes de Berlin, Doberitz et Stettin. Une fréquence-guide (entre 30 000 et 35 000) leur était distribuée sur fils; à chaque station, cette fréquence était élevée par un multiplicateur de rapport 16 de manière à réaliser une émission en ondes de $\lambda = 535$ à 630^{m}.

En étudiant la réception dans la région comprise entre les postes, l'auteur a constaté comme il s'y attendait, la présence de zones d'interférences. La réception passe par des maximums et des minimums à des distances de $\lambda/2$; ces maximums se déplacent quand la phase relative des émissions, varie.

La région où les interférences sont perceptibles s'étend à environ 15 °/₀ de la distance; le service de la radiodiffusion ne peut être considéré comme satisfaisant dans cette région.

P. David.

L'emploi des courants à haute fréquence pour la télécommande; C. A. Boddie, *Journ. Am. Inst. El. Eng.*, **4**, août 1927, 763-769. — On sait que les courants à haute fréquence sur fils sont employés pour réaliser des communications téléphoniques. L'auteur décrit une variante de cette application, qui consiste non plus à téléphoner, mais à télécommander certaines manœuvres.

Le dispositif existant entre Kokomo et Tipton permet de manœuvrer à distance (20 milles) les interrupteurs de la ligne à 66.000 volts. L'émetteur (également employé pour la téléphonie) est de 250 watts. Le récepteur comprend un détecteur-hétérodyne un amplificateur basse fréquence, puis un relais polarisé, qui commande le sélecteur analogue à ceux de la téléphonie automatique. La fréquence est de 50.000 p : s.

Un émetteur local mis en marche au moment de l'exécution des manœuvres, permet de contrôler au poste de départ qu'elles ont bien été effectuées.

L'auteur décrit ensuite un autre dispositif n'ayant aucun rapport avec le premier, et qui n'utilise plus la haute fréquence, mais bien une fréquence audible de 500 p : s. L'énergie est fournie directement par un alternateur et utilisée *sans amplification* par des relais accordés sensibles ; le système est destiné à permettre l'allumage et l'extinction à distance de plusieurs séries de lampes sur le même réseau d'éclairage (éclairage des voies publiques, par exemple).

(P. David).

Systèmes pour communications radiotéléphoniques secrètes; O F. Brown, *The Wir. World.*, **20**, juin 1927, 713-716 et 763-765. — Rappel de quelques dispositifs assurant le secret en radiotéléphonie : système de Tigerstedt et systèmes basés sur des variations irrégulières de longueur d'onde. L'inconvénient de ces dispositifs est de nécessiter un synchronisme rigoureux de mouvements à l'émission et à la réception. Aussi l'auteur réserve ses préférences au système breveté par la Western Electric C° consistant à hacher et à inverser les fréquences du spectre audible au moyen de filtres; un système semblable fonctionne à la réception et reconstitue l'émission dans sa forme normale et compréhensible.

P. Abadie





Pas de concurrent.

L'EUROPE V



Le Ier Poste Amateur
GARANTISSANT
une sélectivité absolue
sur toute longueur
... .. d'onde .. ...
PORTÉE : 7000 km

RÉCEPTIONS SUR CADRE OU SUR ANTENNE

Réglage instantané

VITUS 90, rue Damrémont -- PARIS

DEMANDER D'URGENCE NOTICE

Radiocommunications sur trains en marche; H. C. Forbes, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, octobre 1927, 869-878. — La liaison entre les deux extrémités d'un train en marche se fait actuellement par voie optique; ceci offre de gros inconvénients pour les longs trains (plus d'une centaine de wagons avec une longueur atteignant presque deux kilomètres) par suite de la mauvaise visibilité due aux orages, à la fumée, etc... On a donc songé à une communication radiotéléphonique permettant en plus au chef du convoi de donner des ordres à la locomotive provisoirement détachée du train. L'article donne le compte rendu des essais effectués sous les auspices de l'American Railway Association et les détails de réalisation d'un tel dispositif que nous ne pouvons résumer ici. La liaison doit être bilatérale et les manœuvres pour passer d'émission sur réception ou vice-versa doivent être simples et rapides. On se rendra compte des difficultés du problème si l'on songe aux trépidations auxquelles sont soumis les appareils aux dimensions réduites qu'ils doivent présenter, au choix de la forme d'antenne, à la nécessité d'éviter les interférences, etc .. Ces difficultés semblent avoir été vaincues et les essais préliminaires ont donné toute satisfaction. Ces essais ont convaincu les nombreuses personnalités qui y assistaient et cette nouvelle application de la radio semble devoir se développer rapidement. Enfin disons qu'on envisage encore l'emploi des radiocommunications pour le contrôle de plusieurs locomotives dans un espace donné ainsi que pour les liaisons entre deux trains ou encore entre un train et une station.

P. Abadie.

Possibilités et limites de la radiodiffusion sur une fréquence commune. — De Loos K. Martin G. D. Gillett, I. S. Bemis, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15** mars 1927, 213-223. — Cet article a pour but non pas de résoudre, mais de montrer les problèmes que pose la transmission simultanée de plusieurs postes de radiodiffusion sur la même longueur d'onde.

Si ces postes transmettent des programmes différents, leur séparation n'est possible que dans un rayon de 40 kilomètres, et même moins, autour de chacun; encore faut-il les supposer très éloignés (plusieurs centaines de kilomètres) et d'une stabilité parfaite.

Si les postes transmettent le même programme, le résultat n'est pas beaucoup meilleur; en effet, tout d'abord ce programme sera probablement transmis sur fil, ce qui causera un retard appréciable dans sa transmission d'une station à l'autre; d'autre part, les plus petites variations de longueur d'onde, et les phénomènes d'évanouissements, interviendront pour amener des interférences, et il est fort à craindre que la réception ne soit d'une qualité déplorable dès que l'on s'éloignera un peu de chacune des stations.

Enfin, à grande distance, bien entendu, les ondes émises par les différentes stations se superposeront avec des intensités du même ordre, et la réception deviendra complètement impossible.

P. David.

Téléphonie haute fréquence sur les lignes de transport de force; Boddie, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, juillet 1927, 559-640. La technique des communications téléphoniques par haute fréquence sur les lignes de transport de force, n'est point encore définitivement établie; l'article y apporte une contribution intéressante. L'auteur soutient les idées suivantes

Tout d'abord, il faut employer à l'émission une puissance notable, afin d'avoir un grand coefficient de sécurité. Par exemple, un émetteur de 250 watts est sommairement décrit.

En second lieu, pour avoir une communication duplex souple et sûre, l'emploi de deux fréquences distinctes est nécessaire : l'une pour la transmission, l'autre pour la réception.

En troisième lieu, la réception par hétérodyne est préférable.

Un quatrième point très important est le suivant : le couplage par antenne courant le long de la ligne, est aussi bon que le couplage direct par capacités. L'auteur en développe longuement les raisons, car l'opinion contraire est fort répandue.

Enfin, l'article se termine par une étude théorique et expérimentale de la propagation des ondes sur les lignes, et de leur affaiblissement. Des méthodes de mesures et leurs résultats sont indiqués, que nous ne pouvons résumer ici.

P. David.

SILICE PURE FONDUE



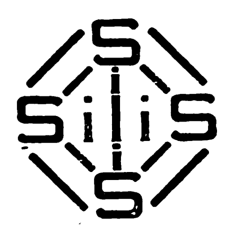
"SILIS" a fait ses preuves

L'industrie de la T. S. F.
adopte aujourd'hui la Silice Pure Fondue

"SILIS"

qui lui a rendu d'inappréciables services. Nos procédés de fabrication se développent journellement et augmentent les possibilités d'emplois.

Constructeurs, Emetteurs et Amateurs ont le plus grand intérêt à utiliser cette matière pour tous leurs isolements, principalement aux courtes longueurs d'ondes.



Pour tous renseignements, consultez :

QUARTZ ET SILICE

Siège Social : 5, rue Cambacérès

Tél. Elys. 27-14 — Bureaux : 1 bis, place des Saussaies, PARIS — R. C. Seine-206.183

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

Transatlantic telephony; F. B. Jewett, *Scientific Monthly*, **25**, août 1927, 170-181. — Exposé agréable et abondamment illustré, du problème général de la radiotéléphonie transatlantique.

L'auteur énumère les perfectionnements techniques réalisés par les ingénieurs de l'American Tel et Tel. C° : transmission sans onde porteuse, « sur une seule bande », permettant un gain de puissance de 1 à 3 à l'émission, un gain de sélection de 1 à 2 à la réception ; emploi de l'antenne « ondulatoire », dont le pouvoir directif procure un nouveau gain de 1 à 100 environ ; enfin, choix de l'emplacement du poste récepteur à Houlton, Maine, où l'intensité des parasites est environ 50 fois moindre qu'aux environs de New York.

Au total, l'auteur estime que la liaison transatlantique ainsi réalisée, possède une efficacité 30 000 fois plus grande que la radiotéléphonie ordinaire de diffusion.

P. David.

Nouveautés dans les transmissions radiophoniques; Schaffer, *Elek. Nachr. Techn.*, **4**, septembre 1927, 387-390. — 1° Dans la transmission radiophonique, il est indispensable que le microphone et son amplificateur n'introduisent aucune fréquence parasite en plus des fréquences réellement appliquées.

Le contrôle de cette condition est fort difficile. L'auteur propose une nouvelle méthode pour l'effectuer, dont voici le principe.

Appliquant à l'entrée du système en étude, une tension rigoureusement sinusoïdale de fréquence f, on utilise la variation de courant à la sortie pour moduler (peu profondément) un petit émetteur. La théorie des « bandes latérales » montre que cet émetteur rayonne alors, en plus de sa fréquence propre F, les deux fréquences $(F+f)$ et $(F-f)$; effectivement, pourvu que F ne soit pas très grand, un récepteur à réaction suffisamment sélectif permet d'isoler ces trois fréquences. Mais en vertu du même principe, si le système étudié introduit des harmoniques ou des fréquences parasites $2f$, $3f$... on pourra déceler et même jusqu'à un certain point mesurer, les fréquences émises correspondantes $F \pm 2f$, $F \pm 3f$... etc., donc mettre en évidence la déformation nuisible.

2° L'auteur passe ensuite à la question de résonance des salles d'audition et indique une disposition de l'auditorium et du microphone, qui procure une bonne sonorité tout en évitant la confusion des sons.

P. David.

MATÉRIEL

Le haut-parleur; Le Corbeiller, *Annales P.T.T.*, **16**, octobre 1927, 915-931. — Le haut-parleur est un appareil complexe, dans lequel interviennent et réagissent les uns sur les autres, des phénomènes électriques (système moteur), mécaniques (vibration du diaphragme), acoustiques (pavillon).

Sa théorie, même approximative, est donc difficile. L'auteur s'est efforcé d'en extraire l'essentiel, et il résume brièvement, mais très clairement, les résultats fondamentaux.

Tout d'abord, on peut ramener l'ensemble du problème à des questions d'électrotechnique déjà résolues, en définissant *l'impédance mécanique* d'une membrane et l'*impédance acoustique* d'une embouchure.

Ces deux impédances doivent être adaptées l'une à l'autre, ce qui n'a pas lieu dans un simple écouteur téléphonique, mais ce qui est le rôle du pavillon ou du diffuseur (agissant pour augmenter l'impédance de sortie) et de la chambre de compression (agissant comme un transformateur).

Les causes de distorsion, et les limites de reproduction des fréquences très aiguës ou très graves, sont expliquées sommairement.

L'auteur termine en énumérant les méthodes expérimentales d'étude des haut-parleurs et met en garde contre les appréciations faites simplement à l'oreille.

P. David.

Microphones de qualité; C.A. Hartmann, *Elek Nachr. Techn.*, **4**, septembre 1927, 375-378. — Etude, au moyen du « disque de Rayleigh », de plusieurs microphones à charbon et du microphone « à ruban » de Gerlach. Les courbes reproduites montrent les bons résultats obtenus et la sensibilité presque uniforme entre les fréquences *50* et *8* à *10 000*.

P. David.

DIVERS

Méthode de détermination d'extremuns pour les fonctions de variables complexes; WALTER VAN B. ROBERTS, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, juin 1927, 519-524. — Dans un article précédent (voir *O. E.*, août 1927, *Analyses*, p. 47-A) l'auteur a montré que les extremuns de la valeur absolue d'une fonction d'une variable complexe pouvaient être obtenus très aisément dans certains cas par l'emploi convenable de la dérivée de la fonction. Cette dérivée est une quantité vectorielle de sorte que l'on peut lui imposer des conditions sur sa grandeur et sur sa direction. Dans cet article, l'auteur examine quelques-unes de ces conditions et les maxima ou minima auxquelles ces conditions conduisent. Il donne des règles pour établir les équations donnant les diverses conditions de maximum et un exemple illustre l'emploi de chaque règle.

P. ABADIE.

Combinaisons régulières d'éléments acoustiques; W. P. MASON, *Bell. Syst. Techn. J.*, **6**, avril 1927, 258-294. — L'auteur commence par rappeler les lois générales de la propagation des ondes sonores dans les tubes; il définit, au moyen de l'équation différentielle donnée par Rayleigh, les grandeurs acoustiques, analogues des grandeurs électriques dans la propagation sur lignes. Il calcule ensuite l'effet des ouvertures et des jonctions.

Deux catégories d'applications sont données : d'abord les *filtres* acoustiques, dont les trois types sont envisagés : passe haut, passe-bas et passe-bande. L'auteur signale que les filtres acoustiques, à la différence des filtres électriques, ont en réalité une infinité de bandes passantes.

D'autre part, il envisage le cas de filtres à section progressivement variable, jouant en même temps le rôle de filtres et celui de transformateurs : à la limite de ce cas, il considère les pavillons de haut parleur.

Le travail est très intéressant au point de vue théorique, mais ne contient pas trace d'applications pratiques.

P. DAVID.

Analyseur pour fréquences audibles; MOORE et CURTISS, *Bell. Syst. Techn. J.*, **6**, avril 1927, 217-229. — L'élément fondamental de cet appareil est un résonateur mécanique (tige d'acier vibrant longitudinalement) qui possède une énorme sélectivité : sa fréquence propre est de 11.350 p : s, et un écart de fréquence de 10 p : s suffit pour que l'amplitude tombe au 1/20 de sa valeur maximum.

Ce resonateur est employé par changement de fréquence, de la manière suivante :

La F. E. M analysée est appliquée à un modulateur symétrique (« balanced modulator ») et module une « onde porteuse » dont la fréquence est variée entre 11 000 et 16 000; le courant sortant de ce modulateur, et qui contient seulement la somme et la différence des deux fréquences, excite le résonateur.

Une composante *f* de la F. E. M. à analyser produira donc la résonance lorsque l'onde porteuse aura la fréquence (11 350 + *f*). On mesure l'amplitude de cette résonance, et par suite celle de la composante, par comparaison avec une source étalon.

L'appareil est très commode et très précis.

La théorie du modulateur symétrique est développée en appendice.

P. DAVID.

Installations modernes pour la reproduction de la musique et de la parole; KUHN, *Eleck. Nachr. Techn.*, **4**, septembre 1927, 391-396. — Il peut être intéressant de distribuer des auditions musicales par un grand nombre de casques ou de haut-parleurs : par exemple, aux malades d'un hôpital, aux ouvriers d'un atelier, aux passagers d'un paquebot, etc.

L'auteur décrit une installation réalisée dans ce but par Siemens et Halske. Elle comprend, pour capter l'audition, un microphone spécial à charbon; il est suivi d'un amplificateur à quatre étages, dont les trois premiers, montés « à résistances » avec des tubes R E 054, fournissent une amplification de 30 chacun, et dont le quatrième comporte en parallèle huit tubes alimentés sous 300 volts. La puissance maximum débitée sans distorsion atteint 4 watts et permet d'actionner simultanément 12 à 16 haut-parleurs en parallèle.

P. DAVID.

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

MESURES

Analyseur pour ondes électriques complexes; A. G. LANDEEN, *Bell Syst. Techn. Journ.*, **6**, avril 1927, 230-247. — Après avoir fait mention de plusieurs modèles d'analyseurs, successivement établis, l'auteur décrit son appareil actuel dont la gamme d'utilisation s'étend de 3 000 à 50 000 p : s.

Le principe en est le suivant :

Pour rechercher, dans un courant complexe, la composante de fréquence *f*, on isole et l'on amplifie cette composante d'abord par deux étages d'amplificateurs à résonance, accordés sur *f*; puis par changement de fréquence, au moyen d'un « modulateur symétrique » (*balanced modulator*) alimenté d'autre part à la fréquence (*f* ± 800); le battement de fréquence 800 passe encore dans un circuit basse fréquence très sélectif, avant d'être amplifié une dernière fois et finalement détecté.

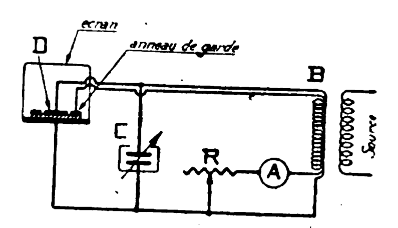
On repère la variation de courant, et on la reproduit en substituant à la composante analysée un oscillateur calibré de fréquence *f* : sa puissance mesure l'amplitude cherchée

L'auteur discute ensuite les qualités de son appareil : sensibilité très grande; sélectivité suffisante pour que l'on puisse faire la mesure en présence d'une composante 250 fois plus forte et dont la fréquence diffère de 1 % seulement; enfin, distorsion pratiquement insignifiante.

Pour terminer, l'auteur donne quelques exemples d'application à la mesure des harmoniques produits dans les amplificateurs.

P. DAVID.

Note sur la mesure des pertes à haute fréquence dans les diélectriques; R.-M. WILMOTTE, *Exp. Wir.*, **4**, sep. 1927, 569-570. — L'auteur indique un montage destiné à éliminer l'influence des effets de bord dans le condensateur utilisant comme diélectrique l'échantillon à l'essai. Le fil de la bobine B (voir figure) est à plusieurs brins isolés, de sorte que l'anneau de garde est très sensiblement (à la chute de potentiel à travers R et A près) au même potentiel que l'armature D.

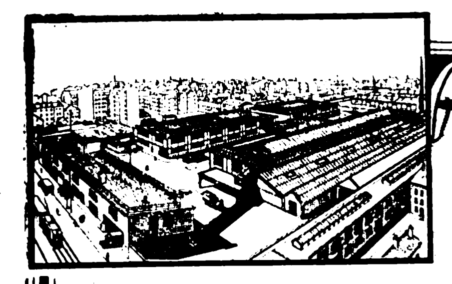


L'appareil de mesure A n'est pas influencé par le courant passant dans l'anneau de garde; donc la résistance équivalente au condensateur peut être mesurée par les méthodes ordinaires, variation de la résistance R par exemple. L'article indique une disposition pratique de l'armature D et de l'anneau de garde. En terminant, l'auteur montre comment on tient compte de la capacité introduite par l'écran.

P. ABADIE.

Essais de transformateurs basse-frequence; DIAMOND (H.) et WELB (J.-S.), *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, septembre 1927, 767-791. — Le fonctionnement d'un étage d'amplification à basse-fréquence à transformateur dépend de l'impédance du circuit-plaque du tube qui suit le transformateur. Dans cet article, l'auteur étudie expérimentalement l'effet d'une telle réaction en utilisant différentes méthodes d'essais.

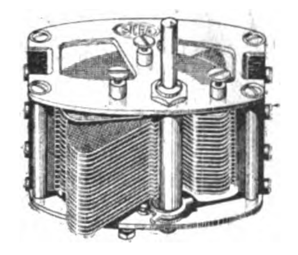
Les premières méthodes utilisent des montages à pont; le débit de l'amplificateur est mis en opposition avec une tension auxiliaire dont l'intensité et la phase (par rapport à la f. e. m. à l'entrée de l'étage) peuvent être déterminées. Suivant le circuit où se fait cette opposition, on a trois variantes. La dernière méthode utilise l'oscillographe : le





LA PLUS IMPORTANTE USINE EUROPÉENNE DE T.S.F.

Vous présente sa première série de pièces détachées:

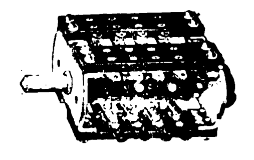


CONDENSATEUR VARIABLE

le plus robuste,
le plus mécanique;

TRANSFORMATEUR

à entrefer
à bobines interchangeables,
le plus pur,
le plus puissant,
le plus économique;



COMBINATEUR

Le plus perfectionné,
le mieux construit.

Demandez la notice

SOCIÉTÉ INDÉPENDANTE DE CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES POUR AMATEURS

78, Route de Chatillon à MALAKOFF (Seine)
Tramways de Paris à Malakof lignes 86, 126 & 127

TÉLÉPHONE: VAUGIRARD 32.92 32.93 32.94



R.C Seine

signal de fréquence variable, mais d'amplitude constante est appliqué à l'entrée de l'étage à l'essai, le débit de ce dernier étant appliqué aux plaques déviatrices opposées d'un oscillographe cathodique. En appliquant une tension convenable aux autres plaques, le faisceau est balayé dans le sens perpendiculaire suivant une loi connue : déviation proportionnelle à la fréquence ou à son logarithme. On obtient donc instantanément la variation de l'amplification en fonction de la fréquence. L'article donne d'ailleurs tous les détails de réalisation. Dans toutes ces méthodes, le secondaire du transformateur est relié à l'entrée d'un deuxième étage dont on peut faire varier l'impédance du circuit-plaque.

Comme résultats expérimentaux, l'article contient des courbes d'amplification en fonction de la fréquence et suivant la charge du circuit de débit. L'influence de cette dernière sur la forme de la courbe est très importante; dans un essai de transformateur, il importe donc de spécifier dans quelles conditions ce dernier a été fait. Quant aux déphasages produits par l'étage suivant les fréquences, l'auteur ne donne aucun résultat expérimental.

P. ABADIE.

Notes sur les essais d'amplificateurs basse-fréquence; EDWARD T. DICKEY, **15**, août 1927, 687-706. — Dans cet article, l'auteur décrit les méthodes qu'il a utilisées pour des essais sur des amplificateurs basse-fréquence et en se limitant aux points suivants : 1° mesure de l'amplification en tension et variation avec la fréquence ; 2° possibilité de produire le débit nécessaire pour l'usage auquel l'appareil est réservé.

Les méthodes n'ont d'ailleurs rien de bien neuf. L'auteur s'est surtout préoccupé de mettre au point une façon d'opérer simple et rapide sans nuire à la précision. La source de courant basse-fréquence est obtenue à partir de la résultante de deux courants à haute-fréquence fournis par deux oscillateurs à tubes. Le débit des appareils est mesuré à l'aide d'un tube-voltmètre auquel l'auteur a apporté des soins particuliers et dont les déviations, pour plus de commodité sont, dans une grande marge, proportionnelles aux tensions appliquées. L'article donne en détail la méthode opératoire pour mesurer l'amplification d'un ensemble basse-fréquence ou d'un étage seulement. Il contient aussi la réalisation d'un dispositif permettant de tracer automatiquement la courbe de variation d'amplification en fonction de la fréquence. Quant à la distorsion produite par l'appareil, après en avoir indiqué sommairement les causes, l'auteur conseille l'utilisation d'un oscillographe cathodique et l'analyse des figures fournies par ce dernier.

P. ABADIE

Relation entre la fréquence et la tension d'éclatement dans un voltmètre à boules; REUKEMA I E., *Journ. A.I E E*, **4**, décembre 1927, 1314-1321. — L'étalon de mesure des valeurs maximums de tension élevées à 60 cycles est le voltmètre à boules qui mesure une tension par la distance à laquelle jaillit l'étincelle entre deux sphères. Pour mesurer des tensions à haute-fréquence rencontrées fréquemment dans les essais à haute-tension, on continue à utiliser un tel instrument, en supposant que l'étalonnage en haute-fréquence est à peu près le même que celui à 60 cycles. Le but des essais relatés dans cet article est précisément de montrer jusqu'à quel point cette hypothèse est légitime. Ces essais ont été faits pour des fréquences allant de 28 000 à 425 000 cycles-seconde dans des conditions données de température et de pression et pour des tensions de 10 000 à 50 000 volts, la source étant un arc Poulsen. Les résultats ne montrent pas de variations sensibles dans la tension nécessaire pour faire jaillir l'étincelle dans un intervalle donné, lorsque la fréquence croît jusqu'à 20.000 cycles ; puis cette tension décroît quand la fréquence croît de 20 000 à 60 000 cycles, après elle reste constante jusqu'à 425.000 cycles (limite des essais). La théorie montre d'ailleurs que cette constante doit durer jusqu'à $6\ 10^6$ cycles pour un intervalle de 1 cm, après quoi on devra retrouver une nouvelle baisse. Dans le cours des essais, on remarqua qu'en projetant de la lumière ultra-violette sur les sphères, la tension d'éclatement à haute-fréquence était réduite de 3.5 °/₀, tandis que cet effet ne se manifestait pas pour les fréquences commerciales. Ces résultats sont expliqués par l'auteur par des considérations d'ionisation.

P. ABADIE.

Dispositif enregistreur permettant de relever les courbes des téléphones et haut-parleurs en fonction de la fréquence; M GRUTZMACHER et E MEYER, *E. Nachr. Techn.*, **4**, mai 1927, p. 203-211. — Ce dispositif comporte :

1° une source à fréquence variable, destinée à alimenter le haut-parleur en étude; la tension désirée est obtenue en amplifiant, après filtrage, le battement de deux générateurs à haute fréquence, dont le désaccord est réglé entre 0 et 10 000 par un condensateur à variation linéaire;

2° un appareil de mesure de l'énergie sonore fournie par le haut-parleur, et qui comprend : un condensateur microphonique spécial (préalablement étudié sous diverses pressions) un amplificateur, et un détecteur, actionnant un galvanomètre à miroir.

Un mécanisme d'horlogerie entraîne simultanément le condensateur variable qui modifie la fréquence, et le tambour enregistreur sur lequel s'inscrit la déviation du galvanomètre. La courbe se trace donc automatiquement en quelques secondes. (Un appareil analogue, dû à WOLFF et RINGEL, a été décrit dans *Proc. Inst. Rad. Eng.* 15, mai 1927, 363-376 voir *Onde El.*, octobre 1927, anal. p. 4 A)

Les auteurs donnent en terminant quelques exemples des courbes relevées.

P. DAVID.

Sur la distorsion non-linéaire des haut-parleurs et des écouteurs; E. MEYER, *El Nachr Techn.*, **4**, décembre 1927, 509 515. — Les haut-parleurs sont d'ordinaire essayés de la manière suivante : on les alimente par un courant sinusoïdal de fréquence et de grandeur variables et connues ; et l'on mesure, à l'aide d'un « phonomètre », l'intensité (ou l'énergie) du son produit. Les résultats sont portés sous forme de courbes montrant les variations du rendement électro sonore de l appareil (Voir, par exemple, MEYER. *Onde El* **6**, août 1927, p. 46-A et WOLF, RINGEL., *O. de El.*, **6**, octobre 1927, p. 54 A).

L'auteur signale que cette méthode est entachée d'une grave erreur. En effet, le courant d'alimentation est sinusoïdal mais rien ne prouve que le son correspondant le soit aussi : il peut contenir des harmoniques, c'est-à-dire que le haut-parleur peut présenter de la distorsion « non-linéaire » : or, on mesure globalement l'intensité sonore, sans discriminer la vibration fondamentale utile d'avec les harmoniques parasites. On ne tient pas compte du « timbre », et l'on peut trouver meilleur le haut-parleur qui déforme le plus.

L'auteur a entrepris de mesurer cette distorsion. Voici quel est son dispositif ;

Un générateur à fréquence variable alimente le haut-parleur en étude, à travers un circuit résonnant et un filtre passe-bas, qui assurent l'élimination totale des harmoniques

Devant le haut parleur est placé un microphone-condensateur de Wente, suivi d'un amplificateur; l'ensemble est corrigé pour être indépendant de la fréquence ; à la sortie, l'énergie est mesurée par un thermo-couple.

D'autre part, le condensateur microphonique reçoit une dérivation du courant qui alimente le haut parleur, et cette dérivation peut être réglée en amplitude et en phase. Si donc le haut parleur ne produit aucune distorsion, on peut compenser exactement son effet, et obtenir une extinction totale (méthode de zéro ; en général l'extinction n'est pas complète, il subsiste des harmoniques, et c'est eux que l'on mesure. On peut même les isoler individuellement par filtrage). La distorsion est proportionnelle au rapport de leur amplitude à celle du fondamental, rapport que l'auteur nomme K. F., « Klingfaktor » (coefficient de cliquetis .

Les résultats fournis par ce dispositif montrent de grandes différences entre les appareils étudiés.

Les écouteurs soumis à des courants très faibles, donnent peu de distorsion (K. F de l'ordre de quelques pour cent).

Au contraire, les haut-parleurs comportant une membrane en fer doux, surtout lorsqu'on les sature, produisent des distorsions énormes : notamment, pour les fréquences graves, les harmoniques peuvent être plusieurs fois *plus intenses* que le fondamental. Cela peut être dû aux trois raisons suivantes : 1° l'amplitude de vibration de la membrane n'est pas négligeable par rapport aux dimensions de l'entrefer ; 2° la variation alternative de flux n'est pas négligeable vis-à-vis du flux per-

manent ; 3° la portion utilisée de la courbe de magnétisme, n'est pas rectiligne.

Les haut-parleurs polarisés avec palette symétrique, sont déjà bien meilleurs. Enfin, les haut-parleurs « électrodynamiques », c'est-à-dire dans lesquels le courant variable parcourt une bobine mobile sans fer, sont pratiquement exempts de toute distorsion « non-linéaire » (K F. inférieur à 0,01). Ils sont donc à recommander, surtout quand on veut obtenir une grande puissance.

P. DAVID.

Mesures sur 2. L. O BARFIELD, *Wireless World*, **22**, 4 janvier 1928, 2-6. — L'auteur a étudié la distribution du champ électromagnétique produit par le poste 2 L. O. aux environs de Londres.

Il décrit d'abord son dispositif de mesure, comprenant une petite antenne avec contrepoids, un amplificateur à 7 lampes et un oscillateur calibré.

Il donne ensuite une carte sur laquelle il a reporté les résultats de mesures faites dans un rayon de 100 à 150 km. On y voit que le champ est assez régulier et indépendant du relief local ; il est plus fort dans les directions N. et O. que vers le S. et l'E. ; en moyenne sa valeur (1 m V/mètre à 50 km , 0.2 m V mètre à 100 km) est inférieure à ce que faisait prévoir la formule de Sommerfeld

L'auteur attribue cette discordance et les différences suivant l'orientation, à l'absorption par les arbres dans les districts boisés ; il a vérifié par expérience l'effet nuisible des arbres isolés, et lui a trouvé une grandeur suffisante pour rendre compte des phénomènes observés.

P. DAVID.

PROPAGATION

Orages magnétiques et T S.F. ; APPLETON E -V.), *Electrician*, **98**, 11 mars 1927, 256-257. — L'auteur indique qu'il existait, récemment encore, deux divergences entre les propriétés de la haute atmosphère ionisée suivant que l'on considérait cette dernière du point de vue de l'explication des variations du magnétisme terrestre où de celui de la propagation des ondes.

a) Le nombre d'ions nécessaires à la formation des courants agissant sur le magnétisme ne se retrouvait pas dans les déductions tirées de la propagation des ondes courtes.

b) Il ne paraissait y avoir aucune corrélation entre les orages magnétiques et les anomalies de la propagation

Il montre que des expériences de Meissner (*O E.* fév. 1927, analyse p. 19A), on déduit qu'il existe dans la haute atmosphère des couches dont la densité ionique atteint *au moins* 2,5 10^6, alors que Taglor admettrait un *maximum* de 5.10^5, et cette nouvelle limite *inférieure* suffirait à justifier la conductivité nécessaire pour la variation du magnétisme.

D'autre part ses propres observations lui ont permis de montrer la liaison qui existe entre les orages magnétiques et les périodes de mauvaise propagation des ondes courtes.

Il conteste ensuite, en se basant en particulier sur les nombreuses observations de Heising, Schelleng et Southworth (*O. E* analyses p. 2A), la théorie des zones de silence de Taylor, et les caractéristiques mêmes attribuées à ces zones par cet auteur. Il pense que dans cette question, comme dans toutes les autres parties de la théorie, il faut faire une part plus large à l'absorption.

R. MESNY.

La déformation du champ électromagnétique d'un émetteur par les bâtiments, etc ; S. KLIMKE, *El. Nachr. Techn.*, **4**, novembre 1927, 458-482. — Cet article apporte à la question une contribution très importante. L'auteur commence par des considérations théoriques simples. Il montre que, si les deux vecteurs électrique E et magnétique M constituant le champ, sont égaux lors de la propagation libre, au contraire ils cessent de l'être lorsque le champ est déformé par un obstacle La plupart des obstacles étant petits par rapport à la longueur d onde, peuvent être assimilés à des « dipôles » de faibles dimensions ; on trouve alors qu'ils affaiblissent considérablement le vecteur électrique E mais ne modifient guère le vecteur magnétique M. Il en est de même à l'intérieur des bâtiments dont les parois ne sont pas très conductrices.

Le champ magnétique M est seulement affaibli derrière une antenne en résonance ou à l'intérieur d'une cage de Faraday.

L'auteur donne ensuite la description des appareils de mesures qu'il a utilisés pour étudier le champ électrique F, et magnétique de la station de Dresde (antenne pour E, cadre pour M). Ses expériences ont remarquablement confirmé les considérations ci-dessus. Le vecteur E se trouve affaibli au voisinage des arbres, pylônes, poteaux métalliques... et dans l'intérieur des constructions (20 o/o de perte sous le toit, 30 à 60 o/o un étage en dessous, 60 à 80 o/o deux étages en dessous, puis jusqu'à 80 et 95 o/o ou davantage). Au contraire, le vecteur M reste inchangé, sauf au voisinage des conduites métalliques ou fils formant des circuits fermés et à l'intérieur des bâtiments à carcasse métallique. Une carte de la distribution du champ dans la Ville de Dresde, montre que la propagation est régulière vers l'O. et le S., mais moins bonne vers le N et l'E.

P. David

RADIOGONIOMÉTRIE

Expériences sur la radiogoniométrie des ondes courtes à la mer et à grande distance; Fisher (F.A.) *Jahrb drah. Tel*, **30**, décembre 1927, 188-189 — Expériences faites jusqu'à une distance de 1.000 kilom. avec des ondes de 19 à 49 m Elles confirment les résultats indiqués dans l'article précédent.

R. Mesny.

Expériences de jour et de nuit sur la radiogoniometrie des ondes courtes; Michelssen (F) *J hrb drah. tel.*, **30**, décembre 1927, 183-188. — Les expériences ont porté sur des ondes de 18 à 120 mètres. Le cadre d'un diamètre de 50 cm. environ, était lié au récepteur qui tournait avec lui ; ses deux extrémités aboutissaient aux deux grilles des triodes d'un montage symétrique destiné à réduire autant que possible l'effet d'antenne ; une antenne auxiliaire permettait la compensation de la dissymétrie résiduelle. Les piles étaient extérieures à la cage du récepteur, leurs câbles passaient par un trou percé dans l'axe du support. Les signaux étaient transmis à l'opération par un stéthoscope relié par un tuyau de caoutchouc au téléphone placé dans la cage du récepteur.

Les observations ont eu lieu sur terre et sur mer, le radiogoniomètre se trouvant dans ce cas sur un navire.

Les résultats les meilleurs ont été obtenus sur mer sur un navire en bois; mais jamais on n'a eu de bons relèvements avec extinctions absolues ou minima suffisamment précis, qu'à courte distance. Au delà de 40 à 50 kilom., les minima de jour quand ils existaient, devenaient très flous.

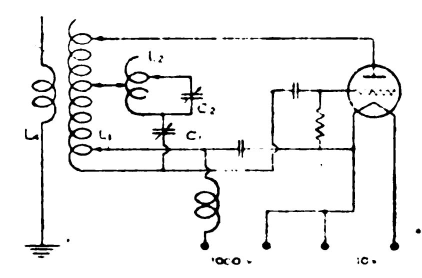
La nuit les relèvements devenaient mauvais à des distances plus réduites.

Sur les navires en fer, il existe une déviation quadrantale et une déviation semi-circulaire superposées. La déviation maxima est considérable (jusqu'à 70 et même 90°) et s'oppose à l'utilisation de la radiogoniométrie dès que le navire est un peu important.

R. Mesny.

ÉMISSION

Production d'une fréquence fondamentale et d'une de ses harmoniques dans un générateur à triodes; Hoy. J. Walls, *Proc. Rad. Inst. Eng.*, **15**, janvier 1927, 37-40. — L'intérêt de la méthode est de ne nécessiter qu'une triode pour produire simultanément deux fréquences. Le montage est clairement indiqué par la figure ci contre. Si f_1 est la fréquence fondamentale émise par le tube approximativement



$$f_1 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{L_1C_1},$$

et si le circuit L_2C_2, est accordé sur une des harmoniques de f_1, cet harmonique est très notablement amplifié. L'antenne convenablement accordée rayonne sur les 2 fréquences. Les essais de l'auteur ont porté jusqu'au 15e harmonique (fréquence fondamentale = 2 500 kc.) mais il est probable que


"Le superfaz"
Type laboratoire
RAPPORT 1:2,5
Ligne droite fréquence musicale
Établissements André Carlier
agent général: A.F. VOLLANT
31 avenue Trudaine - PARIS


LES RADIODIFFUSORS
LES POSTES
Pathé
T.S.F.
LES MEILLEURS
MOINS CHERS
CATALOGUE FRANCO
30, B^d des Italiens
PARIS
G.M: 260 frs


PRIMAIRE
SENSIBILITÉ
CHAUFFAGE

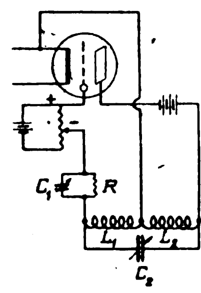
l'on peut aller au-dessus. Il n'y a aucune augmentation apparente de l'intensité des autres harmoniques.

Comme application, ce dispositif, peut être utilisé dans les stations de radiodiffusion qui émettent sur deux longueurs d'onde, et pour l'étalonnage d'un ondemètre, quand l'appareil indicateur de ce dernier n'est pas assez sensible pour être influencé par les harmoniques faibles d'un émetteur ordinaire.

P. Abadie.

ÉMISSION

Oscillateur à triode intermittent ; Lauriston S. Saylor. *Journ. Frankl. Inst.*, **203** mars 1927. 351-374. — Dans cet article, l'auteur a étudié les oscillations d'un montage Hartley



légèrement modifié suivant la figure ci-jointe Si R ne dépasse pas une certaine valeur, les oscillations ont lieu comme dans un montage normal ; au delà les oscillations sont séparées par des périodes de silence, appelées par l'auteur « zules ». La première partie de l'article contient de nombreuses courbes montrant graphiquement la variation de la fréquence du phénomène avec les divers éléments du circuit (R, C_1, couplage entre L_1 et L_2, C_2, etc). La deuxième partie contient un essai d'explication théorique de ces phénomènes. Les résultats ne sont pas assez nets pour pouvoir être résumés ici.

P Abadie.

Un nouveau transformateur de frequence ; Isaac Koga, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15** août 1927, 669-678. — L'auteur indique une méthode pour obtenir, à l'aide de triodes, une oscillation de fréquence de rapport simple avec la fréquence d'une oscillation donnée. Le principe est le suivant : supposons que f étant la fréquence de cette dernière, on veuille obtenir une fréquence $1/2\,f$; il suffit de construire un oscillateur à triode dont la fréquence propre soit voisine de $1/2\,f$. Si on excite le circuit de grille ou de plaque avec l'oscillation de fréquence f, pour des valeurs convenables de cette excitation, on obtient, à l'aide du tube, exactement la fréquence $1/2\,f$. Le procédé est le même si on veut obtenir $3/4\,f$; $4/3\,f$ etc.

L'auteur a étudié ce phénomène de synchronisation en utilisant des courants de fréquence audible et à l'aide d'un oscillographe électromagnétique Siemens. L'article contient des oscillogrammes montrant l'influence de l'intensité de l'oscillation excitatrice, des désaccords des circuits, etc.

Une utilisation pratique de ce phénomène pourrait être la stabilisation d'un émetteur à ondes longues à partir d'un oscillateur à quartz. Quant à son explication, l'auteur l'attribue à l' « attraction » de deux fréquences voisines dans un circuit à triode et à la forme non linéaire de la caractéristique de cette dernière.

P. Abadie.

Supports de quartz oscillants ; R. C. Hitchcock, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, novembre 1927, 902-913 — L'auteur recherche le support le plus favorable, permettant au quartz de jouer son rôle de stabilisateur tout en rayonnant la plus grande puissance possible Le montage employé pour les essais est le montage classique (*fig. 1*) où la bobine de choc de grille est remplacée par une résistance. Au circuit de plaque est couplé un circuit absorbant, permettant la mesure de la puissance. Les variations de fréquence sont contrôlées par les battements que l'on obtient entre cet émetteur et un émetteur auxiliaire à quartz réglé sur une fréquence différant de quelques centaines de périodes.

Les résultats obtenus sont les suivants :

Pour les émetteurs à faible puissance, on peut employer n'importe quel support comprenant deux électrodes plates et polies au contact du quartz.

Pour les émetteurs à grande puissance, il y a intérêt à laisser une lame d'air entre l'une des électrodes et la face de quartz correspondante. L'épais-

seur de la lame d'air n'est pas indifférente car l'air entre en vibration, des ondes stationnaires se forment et une réaction mécanique s'exerce sur le quartz.

L'auteur étudie ensuite la nature du métal à employer pour les électrodes en vue d'éviter l'oxydation due aux effluves; il préconise soit l'emploi du nickel, soit l'emploi d'électrodes enfermées dans un tube au néon où les effluves sont supprimées

L'auteur aborde enfin l'étude de l'influence de la température du quartz sur la fréquence émise. Une variation de un degré centigrade amène une variation de fréquence de 25 à 50 périodes sur un million; or le quartz tend à chauffer en raison de sa dissymétrie, il se dilate deux fois plus dans le sens de son épaisseur que dans le sens de sa longueur. Il est donc nécessaire de le maintenir à température constante, surtout lorsqu'on veut lui faire rayonner une puissance élevée.

L'auteur préconise de renfermer le quartz et ses électrodes dans un tube étanche plongé dans une cuve d'huile dont on maintient la température constante au moyen d'un thermostat.

La variation de fréquence d'un quartz ainsi monté est de l'ordre de 10 pour un million.

M.-G. TALON.

Exploitation, Applications

La nouvelle vedette télémécanique, système S F R.; CHAUVEAU, *Bulletin S F.R*, **9**, novembre 1927, 8-20. — Une vedette rapide (400 CV, 70 km : h) a été équipée pour naviguer sans équipage sous la commande, sans fil d'un avion.

L'onde employée est de 300 à 500 m. A la réception, elle est amplifiée par trois étages H. F, puis détectée La modulation qu'elle transporte est inaudible : 30 000 p : s; cette modulation est amplifiée par trois nouveaux étages M. F, puis, après détection, actionne le relais. Ce dispositif a pour but de verrouiller la réception contre les brouilleurs; aucun renseignement n'est donné sur son efficacité réelle.

La sélection des commandes se fait par un signal préparatoire, comportant un nombre variable de points; le signal d'exécution est ensuite aiguillé dans l'électro voulu par un commutateur Chauveau.

Les manœuvres automatiques de mise en marche et d'arrêt des moteurs, le réglage de leur vitesse, la commande de la barre, sont sommairement décrits.

L'article est illustré de nombreuses photographies

P. DAVID.

Sur la théorie de la télégraphie à très grande vitesse; W. LUDENIA, *El. Nachr. Techn.*, **4**, février 1927, 93 96 — L'auteur calcule les conditions limites imposées aux constantes de temps des circuits par la vitesse de manipulation.

Il constate que pour les ondes très courtes, les constantes de temps naturellement réalisées dans l'émetteur d'une part, dans le récepteur de l'autre, sont suffisamment faibles pour permettre des vitesses de transmission formidables

Il en déduit que l'on aurait avantage à faire transporter par chaque émission en ondes courtes, plusieurs modulations manipulées indépendamment; c'est-à-dire à faire de la télégraphie multiplex sur onde porteuse unique.

Le travail est purement théorique et l'auteur ne discute pas les difficultés pratiques de réalisation du système conseillé.

P. DAVID.

Capacités de couplage pour les installations à courant porteur; T. A. E. BELT, *Journ. Am. Inst. El. Eng.*, **46**, octobre 1927, 1051-1056. — Dans les installations à « courant porteur » sur les lignes de transport de force, la question de couplage avec la haute tension est délicate. Deux systèmes sont toujours en présence : couplage par antenne tendue en-dessous des fils, ou bien couplage par capacité. L'auteur est partisan de cette seconde solution : il montre ses avantages et son développement croissant, et décrit un dispositif de condensateur en forme de câble employé par lui jusqu'aux tensions de 110 000 volts.

P. DAVID.

MATÉRIEL

Le « Torusolenoïde »; ROSS GUNN, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, septembre 1927, 797-808. — Après avoir montré les avantages et les inconvé-

nients des deux enroulements principaux pour bobines : solénoïdes (bobines ordinaires) et tores, l'auteur indique une autre forme qui doit être supérieure aux précédentes. Au lieu d'un enroulement continu sur un tore, les deux extrémités venant sortir côte à côte, on a deux enroulements en parallèle, chacun sur une moitié d'un tore, et bobinés en sens inverse. Les avantages d'un tel enroulement, appelé par l'auteur « torusolénoïd » sont les suivants :

1° Valeur élevée du rapport $\frac{L\omega}{R}$ et de la sélectivité.

2° Champ magnétique extérieur pratiquement nul.

3° Capacité répartie très faible.

4° Dimensions relativement réduites et solidité mécanique suffisante.

L'article contient différentes courbes donnant les valeurs du rapport $\frac{L\omega}{R}$ et de la sélectivité pour différentes bobines construites sur ce schéma dans la gamme des fréquences de radiodiffusion.

P. Abadie.

Transformateurs basse - fréquence ; John M. Thomson, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, août 1927, 679-686. — Dans cet article, l'auteur développe une méthode de calcul de la courbe d'amplification d'un transformateur en fonction des constantes habituelles de ce dernier et du tube associé. Les capacités propres des enroulements et la capacité entre le primaire et le secondaire sont représentées par des capacités convenables Le courant d'excitation du transformateur est négligé. L'équation donnant l'amplification est ramenée à l'aide d'approximations légitimes à une forme simple dont l'auteur indique les limites d'utilisation. En résumé, le calcul montre que l'amplification maximum est obtenue quand l'impédance équivalente du transformateur est très grande par rapport à l'impédance plaque du tube. Il serait intéressant d'avoir une relation donnant des indications sur l'utilisation d'un tube donné avec des transformateurs basse-fréquence ; malheureusement, il n'existe pas de relation simple entre l'amplification d'un étage, l'impédance plaque et la constante d'amplification du tube. Enfin, le calcul montre que la capacité entre enroulements et les capacités propres agissent comme shunt pour les fréquences élevées et cet effet est fonction du rapport des nombres de tours du transformateur.

P. Abadie.

BIBLIOGRAPHIE

Les filtres électriques. Alimentation des postes récepteurs ; Veaux, *1 vol., Eyrolles, éditeur*, 1927 — L'auteur a déjà publié plusieurs volumes en forme de cours sur la construction des postes récepteurs. Ce nouvel ouvrage est relatif à leur *alimentation*.

Le chapitre premier est consacré à l'étude des piles (Daniell, Leclanche, Féry, etc.) et des accumulateurs ; le chapitre 3, à la recharge de ces derniers, avec description des principaux redresseurs (Tungar, soupapes, vibreurs et commutateurs synchrones, etc.) ; le chapitre 4, enfin, traite de l'alimentation directe à partir du secteur, plus spécialement par redressement et filtrage.

Ces trois chapitres sont homogènes, et comprennent, après un clair exposé des principes généraux, la description illustrée des principaux appareils du commerce, d'après les notices de leurs constructeurs. Ils sont destinés au grand public et peuvent certainement lui rendre service.

Une erreur s'est glissée *fig.* 62 (le circuit-plaque n'est pas fermé pour le courant continu).

Bien que le volume n'utilise, sur le « filtrage », que des notions extrêmement rudimentaires, l'auteur a tenu à intercaler au milieu, un chapitre sur la théorie des filtres électriques. Ne pouvant, vu le niveau adopté, en donner le calcul exact, il s'efforce d'en faire saisir le principe par des considérations élémentaires ; mais il ne peut, naturellement, aller plus loin que les filtres *simples* à résistance *négligeable*, ce qui (à notre avis) enlève beaucoup d'intérêt à son chapitre ; car enfin, négliger la résistance, c'est s'exposer, dans tous les filtrages un peu délicats, à de graves mécomptes ; et d'autre part les filtres simples sont bien démodés depuis l'apparition des filtres *composés*, à cellules différentes et plus complexes, imaginés par Zobel.

P. David.

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

La théorie électromagnétique et les bases de la théorie des circuits; J.-R. Carson, *Bell. S. Techn. Journ.*, **6**, janvier 1927, 1-17. — L'auteur rappelle les éléments fondamentaux de la théorie électro-magnétique : équations de Maxwell, potentiels retardés de Lorenz. Il montre que cette théorie contient, comme cas particulier, les lois du courant stationnaire dans un circuit fermé, et celles de la propagation sur fils (équation des télégraphistes).

Sa démonstration présente le double intérêt, d'abord de fixer l'approximation de ces formules courantes, ensuite de faire voir l'unité et la généralité de la théorie. P. David.

Propagation des ondes périodiques sur un système de fils parallèles; Q R. Carson et Ray S. Hoyt. *Bell. Syst Techn. Journ.*, **6**, juillet 1927, 495-545. — Important travail théorique concernant la propagation des ondes sur un système de fils (nappe, câble, ..).

Les auteurs supposent d'abord la f. e. m. appliquée uniquement à l'extrémité ; ils considèrent ensuite le cas d'un champ alternatif agissant sur toute la longueur du fil, et montrent comment on peut remplacer ce champ par une f. e m équivalente.

Ils indiquent enfin comment leur théorie s'applique aux problèmes d'interférences et de diaphonie (*cross alk*) des câbles téléphoniques, ainsi qu'à l'étude de l'antenne ondulatoire « Beverage ». P. David.

MESURES

Appareils pour les mesures d'amplification des lampes multiples et des amplificateurs à plusieurs étages; F. Gabriel, *Zeitschr. Hochfr. Techn.*, **30**, septembre-octobre 1927, 95-100 et 123-126. — L'appareil peut servir en haute ou basse fréquence. Il comporte une source fournissant le courant désiré, modulé s'il y a lieu ; ce courant est mesuré par un couple thermo-électrique et la tension est prise aux bornes d'une résistance connue.

A la sortie de l'amplificateur, la composante alternative du courant est isolée et de nouveau mesurée par un thermo-couple.

L'auteur définit l'amplification par deux coefficients qu'il appelle « amplification dynamique » et « pente dynamique ».

Il donne les schémas et quelques photographies de ses appareils.

P. David.

Mesures de dispersion dans le domaine des ondes électriques courtes; W. Heim, *Zeitschr. Hochfr. Techn.*, **30**, novembre 1927, 160-167, décembre 1927, 176-183. — L'auteur a déterminé, pour divers diélectriques liquides : eau, glycérine, huile de paraffine, l' « indice de réfraction » relatif aux ondes de $0^m,36$ à $3^m,20$. Ces ondes étaient produites par le montage Barkhausen et Kurz » (*O. E.* avril 1924 anal. p. 9) et se propageaient le long d'un système de fils parallèles. On immergeait ces fils dans le liquide, ou bien on interposait le liquide entre les armatures d'un très petit condensateur en dérivation sur les fils. L'auteur montre par le calcul comment on peut, de la position des « nœuds » et « ventres », déduire l'indice de réfraction du diélectrique. Il décrit en détail son dispositif et compare ses résultats avec ceux de *Drude* et *Debye*. Pour l'eau, en particulier, il n'a pas constaté de dispersion anomale. (Ce résultat est bien d'accord avec les observations de Maccarty et Jones. analysées, *O. E.*, 6, novembre 1927, p. 60-A, mais en contradiction avec celles de Weichmann, *O. E.*, 1, décembre 1922, p. 744).

P. David.

Pouvoir inducteur à l'état gazeux; CORDONNIER et GUINCHANT, *C. R.*, **185**, 19 décembre 1927, 1648. — Les auteurs ont mesuré le pouvoir inducteur d'une trentaine de gaz à la fréquence de 150 kc/s par une méthode précédemment décrite dans l'*O. E.* (tome 5, 1926, p. 201). En appelant P la pression d'un mélange, K son pouvoir diélectrique, P_n et K_n les mêmes quantités pour les gaz constituants, ils ont trouvé que la loi

$$P(K-1) = \Sigma P_n(K_n-1)$$

se vérifiait avec la même précision que la loi de Dalton, quoique les excès diélectriques furent parfois très différents, dans le rapport de 1 à 40.

Ce résultat justifie en particulier l'application qui en avait été faite pour un mélange d'air et de vapeur d'eau dans l'article rappelé ci-dessus de l'*O. E.*

MESNY.

RAYONNEMENT

Agrandissement du domaine de réception des combinaisons dirigées de cadres et d'antennes; A. ESAU, *Zeitschr. Hochfr. Techn.*, **30**, novembre 1927, 141-151. — L'auteur a déjà signalé l'intérêt que présentent, pour la réception dirigée, les systèmes de cadres et d'antennes, et notamment les combinaisons d'antennes alignées (*O. E.* 1927, anal. p. 65-A).

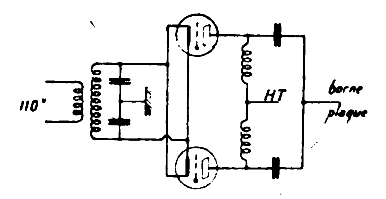
Cependant les alignements d'antennes ont l'inconvénient d'avoir une orientation uni-directionnelle invariable. Bien plus commodes seraient des combinaisons dont la sensibilité pourrait être, à volonté, dirigée dans un azimut quelconque par simple changement de réglage.

L'auteur décrit des ensembles goniométriques donnant la solution plus ou moins parfaite de ce problème. Ils comprennent quatre ou cinq cadres doubles, ou bien autant de « systèmes cardioïdes » (association d'un cadre avec une antenne) disposés aux sommets et au centre d'un carré. Leur pouvoir directif dans les diverses directions, est indiqué par des diagrammes polaires.

P. DAVID.

ÉMISSION

Utilisation des deux alternances pour l'alimentation d'un émetteur à cristal; description de 9 UZ NRRL, F H. SCHNELL, *Q.S.T*, **13**, novembre 1927, 33-36. — L'auteur décrit un émetteur à contrôle de quartz alimenté directement en alternatif; chaque étage comprend deux triodes alimentées chacune par une alternance, conformément au schéma 1. Les filaments sont également alimentés en alternatif.



Le 1er étage (deux lampes de $7^w,5$) comprend un quartz (λ fondamentale de $75^m,4$) dans le circuit grille et un circuit oscillant accordé sur les plaques; il est alimenté sous 350 volts.

Cet étage est couplé par capacité avec l'étage suivant qui comprend deux lampes de 50 watts alimentées sous $1\,000^v$ et dont les grilles sont à -250^v; sur les plaques se trouvent un circuit accordé sur l'harmonique 2 ($\lambda = 37^m,7$).

Le 3e étage, couplé au précédent par capacité, comprend deux lampes de 250 watts, alimentées sous $2\,500^v$ avec grilles à -90^v et un circuit oscillant monté en neutrodyne accordé sur $37^m,7$ sur les plaques.

L'auteur décrit le procédé employé pour régler la neutralisation et donne les caractéristiques de l'antenne employée qui est couplée par induction au circuit de plaque du dernier étage.

M. G. TALON.

RÉCEPTION

Revue d'ensemble sur le détecteur à cristal; A. SCHLEEDE et H. BUGGISCH, *Zeitschr. Hochfr. Techn.*, **30**, décembre 1927, p. 190-193. — Les auteurs examinent et critiquent les divers travaux faits, et les diverses hypothèses émises, sur le fonctionnement du


LES RADIODIFFUSORS
LES POSTES
Pathé
TSF
LES MEILLEURS
MOINS CHERS
CATALOGUE FRANCO
30, Bd des Italiens
PARIS
G.M: 260 frs


"Le superfaz"
Type laboratoire
RAPPORT 1:2,5
Ligne droite fréquence musicale
25
20
15
10
1510
2100
400
2000
4000
Établissements André Carlier
agent général: A.F. VOLLANT
31 avenue Trudaine - PARIS -

détecteur à cristal, et spécialement à galène.

Ils reprochent en particulier à P. Collet et à Cayrel d'avoir employé des courants trop intenses.

D'après eux, la sensibilité de la galène est due à un très léger excès (1 à 2 o/o) de soufre par rapport à la proportion théorique. Les cristaux élémentaires présentant cet excès sont répartis inégalement à la surface de l'échantillon, ce qui explique la différence de sensibilité suivant les points.

Quant au mécanisme de la détection, il a été attribué à des effets thermiques, électrolytiques, ou à une conductibilité unilatérale ; finalement, il semble plutôt dû à un phénomène d'émission électronique. P David.

Note sur la détection par condensateur et résistance de grille; W. van B. Roberts, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, septembre 1927, 793-796. — On peut se demander jusqu'à quel point la constante de temps du « condensateur shunté », ordinairement employé pour détecter sur la grille, nuit à la reproduction des fréquences élevées de la modulation.

Si l'on admettait que le condensateur (de l'ordre 0,25 millième) se décharge seulement dans la résistance de fuite (environ 5 mégohms), on serait tenté de croire qu'un affaiblissement notable se produit sur toutes les fréquences supérieures à 800 p : s.

Mais l'auteur remarque avec justesse que la résistance filament-grille du tube est en parallèle avec la résistance de fuite, donc contribue à la décharge du condensateur, et diminue beaucoup la constante de temps. En admettant que l'intervalle filament-grille ait une résistance de 65.000 ω, il trouve que la détection reste bonne pour des fréquences jusqu'à 60.000 p : s c'est-à-dire dans le cas du superhétérodyne.

[*Remarque*: nous croyons que l'auteur a raison dans le principe, mais que la valeur 65.000 ω est beaucoup trop faible pour la résistance filament-grille, du moins dans les lampes françaises avec ce montage.]

P David.

Théorie du dernier étage d'amplification; M. Von Ardenne, *Zeits Hochfr. Techn.*, **30**, octobre 1927, 116-123. — L'auteur considère un étage de puissance débitant sur un Haut-Parleur, et se propose de déterminer les conditions à remplir par le tube et la tension de plaque, pour obtenir sans distorsion une puissance donnée.

Il faut d'abord que la tension de grille ne devienne jamais positive, afin que la grille ne débite pas ; il faut ensuite que le point de fonctionnement demeure dans les régions rectilignes des caractéristiques de plaque Cette deuxième condition est difficile à préciser lorsque la charge est inductive, c'est-à-dire que le point de fonctionnement décrit une ellipse; l'auteur obtient une condition simple en remplaçant cette ellipse par un rectangle circonscrit.

Les approximations faites étant discutables, et d'autre part, nul compte n'étant tenu de la limite de puissance à dissiper sur la plaque, ces considérations ne nous semblent pas apporter de résultats nouveaux, par rapport aux travaux antérieurs que l'auteur parait ignorer (Voir, par exemple, *Onde Electrique*, 1925, p. 474-540 ; 1927, p. 71 et Analyses, p. 37-A ; 1926, analyses, p. 32-A, etc.). P. David.

Exploitation, Applications

L'application des amplificateurs à tubes aux câbles sous marins ; A. M. Curtis, *Bell. S. Techn. Journ.*, **6**, juillet 1927, 425-441. — De nombreux efforts ont été faits depuis qu'il existe des câbles sous-marins, pour en accroître le rendement. Les tubes à vide ont amené un nouveau et considérable progrès. Permettant une amplification illimitée et sans inertie, facilitant la mise en série de circuits filtreurs et correctifs, en évitant les réactions mutuelles, enfin simples et sûrs, ils procurent une amélioration sensible et une augmentation de vitesse du trafic. L'auteur décrit les amplificateurs, spéciaux pour câbles, construits par l'*Am. Téleph. et Télégr. C°* et le *Western El C°*, et qui, sur les nouveaux câbles transatlantiques chargés au permalloy, permettent des vitesses supérieures à 2.000 lettres par minute.

P. David.

Un laboratoire de radio-diffusion à l'Ecole Supérieure de Musique; *El. Nachr. Techn.*, **4**, février 1927, p. 121. — Ce laboratoire vient d'être créé à Charlottenburg.

Il a pour mission le perfectionnement artistique des émissions radiotéléphoniques: au point de vue musical, choix des instruments, leur disposition dans l'orchestre, technique de l'exécution...; et pour la parole, articulation et manière de parler des orateurs.

P. DAVID.

MATÉRIEL

Perforation de l'enveloppe en verre d'une triode émettrice; YUJIRO KUSUNOSE, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **15**, mai 1927, 431-437. — Cette perforation qui se produisait rarement avec l'utilisation des ondes longues a été au contraire fréquemment rencontrée avec les ondes courtes. On est donc amené à supposer l'existence de causes autres que celles que l'on connaissait déjà (ramollissement du verre dû aux pertes ohmiques élevées aux hautes températures, etc.) La question a été étudiée par l'auteur et ce dernier a été conduit à attribuer la destruction du tube aux pertes à haute-fréquence dans le verre. Quand le tube oscille, les tensions de grille et de plaque sont en opposition et ainsi une différence de potentiel alternative de l'ordre 10 kilovolts peut exister entre les deux électrodes d'un tube puissant. Si on étudie la répartition du champ électrique, on constate que ce dernier a des valeurs très grandes aux points de l'enveloppe où se produisent justement les ramollissements De plus les pertes en haute-fréquence, dans le verre, croissent avec la température.

De cette étude, l'auteur déduit les précautions à prendre soit pour la construction du tube, soit pour son utilisation : employer des verres à faibles pertes en haute-fréquence et résistant aux hautes températures, utiliser des formes d'ampoules de façon que les champs intenses ne puissent exister sur les parois, faire usage d'écrans pour les électrodes, refroidir plus particulièrement les parties du tube les plus exposées, etc.

P. ABADIE.

Le haut-parleur « cône »; S. HILL, *Elec. Com.*, **6**, juillet 1927, p. 24-28. — Description du haut-parleur « cône » (ou « bi-cône ») fabriqué par les Compagnies « Standard Telephone » et « Bell Telephone ». Sa courbe en fonction de la fréquence montre sa fidélité entre 50 et 5000 p:s, en particulier au-dessous de 250 p : s. Des figures illustrent le mode de vibration du cône, qui ne vibre jamais tout d'une pièce comme on aurait pu le croire, mais par secteurs ou par bandes annulaires. Enfin l'auteur indique les conditions que doit réaliser l'amplificateur pour obtenir les meilleurs résultats.

P. DAVID.

BIBLIOGRAPHIE

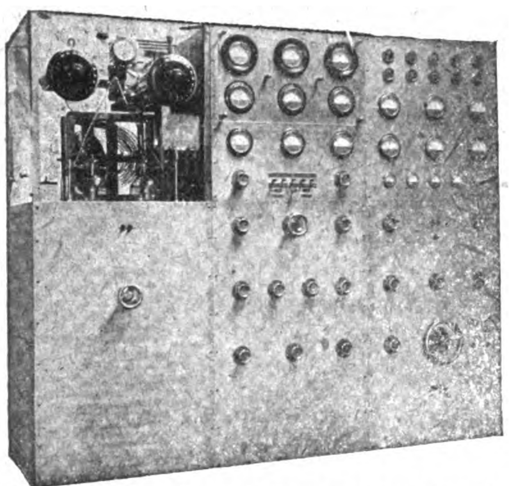
Circuits de transmission pour communications téléphoniques; K. S. JOHNSON, traduit par E. M. Deloraine, **1** vol., Gauthier-Villars, éditeur, 1928. — Depuis dix ans, l'auteur professe un cours aux ingénieurs du « Bell System » et à l'Université Haward. La deuxième édition vient d'être traduite en français Comme le dit, dans sa préface, M. Drouët, cet ouvrage « comble une lacune dans notre littérature technique ».

En moins de 360 pages, il étudie toute la théorie des lignes téléphoniques: lois et principes généraux (y compris le théorème de Thévenin, si commode et trop oublié en France); affaiblissements; transformateurs; réseaux passifs et circuits équivalents, charge des lignes; répéteurs; filtres électriques et circuits correctifs. Divers appendices rappellent les notions nécessaires ou précisent les applications.

Bien que les calculs soient toujours élémentaires, chaque sujet est assez complètement traité pour en donner une idée exacte, et illustré d'exemples numériques. L'ordre, la clarté, la concision, sont parfaits: pas un mot de plus ou de moins qu'il ne faut. La présentation et la traduction sont également louables.

Ce manuel nous parait devoir rendre les plus grands services, d'abord aux spécialistes de la transmission sur fil, puis, dans certains cas, à ceux de la transmission sans fil: les deux techniques ont, en effet, plus de points communs qu'on ne croit.

P. DAVID.



POSTE DE BROADCASTING

2 Kilowatts

Etabliss. G. I. KRAEMER, 16, rue de Chateaudun ASNIÈRES (Seine)



Téléphone : Wagram 86-72
Asnières 12-48
Asnières 12-49



INGÉNIEUR RADIO-EXPER[T]

titulaire et propriétaire de br[e]vets de valeur, cherche pla[ce] appropriée dans laboratoire [de] recherches d'une Maison sérieu[se]. Écrire D-G., bureau de l'Ond[e] Electrique.

« REPRÉSENTANTS ou VOYAGEURS sont demandés par impo[r]tante Société de T. S. F. pour cer[]taines Régions de France, Nord-E[st], Est, Nord-Ouest, Ouest. S'adres[ser] à l'Onde Electrique qui tran[s]mettra. »

TRANSFORMATEURS ET FILTRES

L'accord de 2 transformateurs M.F. exige une

précision de 1 Kilohertz

impossible à obtenir avec des condensateurs variables et sans appareillage de laboratoire. On constate que le rendement baisse déjà de 30 °/o quand le désaccord entre 2 transfos M F. atteint 3 kilohertz, et qu'il tombe ensuite très rapidement. Nos transfos sont accordés sur 55 kilohertz avec une marge d'erreur garantie inférieure à

1 kilohertz en plus ou en moins

42 francs et 47 francs Qu'en dites vous ?

Un seul fabricant peut vous garantir un tel étalonnage et le rendement qui en résulte, comme pour vos selfs, c'est

GAMMA

16, Rue Jacquemont — PARIS-17e

Téléphone : Marcadet 65.30

C'est sur la distance qu'on juge un appareillage de moyenne fréquence.

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Un laboratoire d'usine de T. S. F., P.-K. TURNER, *Proc. Wir. Sect. I. E. E.*, **2**, septembre 1927, 194-215, résumé dans *Exp. Wir.*, **4**, juillet 1927. — Description du laboratoire, remarquablement installé, de la Société « Burndept ». Il comporte une seule pièce, entourée de tables recouvertes de linoléum et supportant un panneau vertical un peu espacé du mur, ainsi qu'une barre de terre et des interrupteurs ou prises de secteur.

Les sources de courant continu sont constituées par un ensemble de batteries d'accumulateurs de diverses tensions et capacités, installées à poste fixe dans un petit local adjacent. Un tableau permet la charge et la distribution (avec des combinaisons multiples) des diverses tensions nécessaires à des boîtes de prises de courant réparties au-dessus des tables.

Pour les mesures, il est fait un grand usage du voltmètre thermoionique ; aussi les appareils de mesures à courant continu sont-ils très abondants. Des adaptateurs permettent de mesurer le courant de plaque des lampes en fonctionnement. Des appareils de haute précision (entre autres des « unipivots ») servent d'étalons. Les supports de galvanomètres ont été étudiés très spécialement pour éviter les vibrations dues à l'usine contiguë ; un éclairage spécial permet la lecture en plein jour. Une série de résistances étalonnées complète cette collection. L'isolement des condensateurs se mesure par une méthode de fuite de grille d'un triode.

Une table d'essais statiques de triodes, très soignée, sert à l'étude complète des caractéristiques ; les tensions de filament, grille, et plaque, disponibles, sont respectivement de 12v,5, 125 v et 1250 v. Des potentiomètres et des clefs fournissent de très nombreuses combinaisons.

Pour les mesures précises en courant alternatif, on dispose d'un appareil à thermo-couple très sensible avec des shunts et des résistances additionnelles. Un voltmètre à diode, avec un unipivot, est également très employé pour les basses fréquences, avec une consommation infime. Un wattmètre permet des mesures à 50 pér. L'auteur indique les corrections de consommation.

La source de courant musical adoptée après diverses recherches est constituée par deux oscillateurs à 300.000 pér. dont les battements sont détectés, filtrés et amplifiés. Des précautions spéciales (neutralisation, filtres, etc.) ont été prises pour éviter les blocages et les harmoniques. La gamme obtenue par rotation du condensateur variable est de 10 à 7 000.

En plus de l'appareil à thermocouple, on utilise beaucoup, pour les mesures, un voltmètre à triode en jonction avec un galvanomètre. Des compensations de grille et de plaque permettent de mettre la lampe dans les meilleures conditions et de mesurer depuis 0v,02 jusqu'à 6 v. La capacité, très faible, est sensiblement constante. Les mesures au pont sont basées sur des capacités étalons et non sur des inductances, pour éviter les variations du facteur de puissance. Deux ponts sont montés, l'un de Sauty, l'autre d'Anderson. Le premier n'a rien de particulier, le second a été spécialement étudié. Des clefs et des relais permettent de faire des combinaisons sans introduire de déséquilibres parasites. Pour permettre l'étude des bobines à fer parcourues par du courant continu, un « souspont » peut être utilisé dans une branche du premier.

La fréquence est mesurée au moyen d'un sonomètre à corde. Les mesures d'amplification se font au voltmètre

thermoionique par une méthode potentiométrique.

Le courant de haute fréquence est fourni par des oscillateurs et des buzzers. Les appareils de mesures sont constitués par l'appareil à thermocouple et le voltmètre thermoionique. La fréquence est mesurée, par méthode de battement, avec un oscillateur étalonné au moyen des émissions caractéristiques constantes. L'auteur indique une ingénieuse méthode permettant de calculer la capacité répartie des bobines.

Les résistances en haute fréquence sont mesurées au voltmètre triode en introduisant des résistances étalonnées en série. Ces résistances sont très soigneusement réalisées pour que leurs inductances et capacités soient toutes semblables.

Plusieurs auteurs ont discuté les méthodes employées, en particulier : le double pont, la mesure d'isolement, les voltmètres thermoioniques et le générateur musical.

DECAUX.

La résonance dans les circuits série et parallèle; H.-J. BOYLAND. *Exp. Wir.*, **4**, novembre 1927, 675-683. — Dans un circuit comprenant la self L et la capacité C, on admet généralement que la « condition de résonance » est $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, parce qu'on néglige l'effet de la résistance R.

Mais si l'on veut tenir compte de celle-ci, il n'y a plus *une* condition, mais un grand nombre de conditions distinctes, suivant que l'on veut rendre maximum le courant, ou la tension aux bornes d'un élément donné, et suivant que la variable est L, C ou ω.

L'auteur calcule ces conditions dans les principaux cas intéressants.

P. DAVID

PROPAGATION

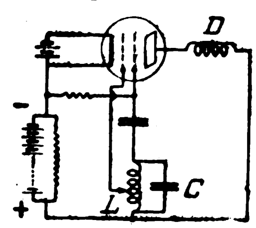
La Propagation des ondes courtes à la Surface de la terre; PETROV. *Teleg. i Telef. bez provodov.* **2**, avril 1927, 201-217. — L'auteur faisant état d'une documentation complète sur la question, passe en revue les diverses études publiées sur la propagation des ondes courtes et les résultats obtenus à ce jour. Il expose en détail les calculs de champ qui permettent dans une certaine mesure de rendre compte des phénomènes observés.

Il cite enfin les résultats qui sortent complètement du cadre des explications actuellement proposées, parmi lesquels ceux de Johns qui obtient une portée de 25 milles avec une onde de 3 m. et une puissance de 5 watts, de Esaü qui obtient 20 km, avec $\lambda = 1,3$ m. et une puissance de 500 watts et de 8 Zm. qui atteignent 700 km. sur $\lambda = 4,3$ m. avec une puissance de 15 watts.

G. TEYSSIER.

ÉMISSION

Contribution à l'étude du montage « négadyne »; WITTELMANN, *Zeitschr. Hochfr. Techn.*, **30**, novembre 1927, 157-160. — L'auteur appelle « négadyne » le montage de lampe bigrille introduisant dans un circuit L, C, une résistance négative, et par suite provoquant l'amorçage d'oscillations.



Généralement cet amorçage se produit pour un chauffage très faible, et si l'on se tient aux environs de la limite comme c'est le cas dans la réception, le courant plaque est très faible.

L'auteur propose d'y remédier par le montage de la figure. Une partie seulement de la self L est dans le circuit de grille intérieure; et une bobine D est intercalée sur la plaque.

L'accrochage ne se produit alors que pour un chauffage fort, et pour lequel le courant plaque est notable.

P. DAVID.

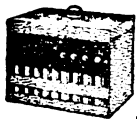
RÉCEPTION

Théorie de l'antenne réceptrice; F.-M. COLEBROOK, *Exp. Wir.*, **4**,

EDISON ou BALKITE
pour alimenter votre poste

Accu à électrodes EDISON

Le seul idéal pour alimenter la tension plaque. Electrodes en ferro-nickel Pas de sulfatation.



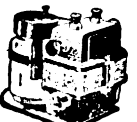
Réception sans bruit. Peut être abandonné chargé ou non chargé sans aucun risque. Régime de recharge non critique.

Chargeur 80 v. BALKITE

Construit spécialement pour charger l'accu a électrodes Edison ou tout autre accu de 80 volts. Charge d'une façon impeccable, sans surveillance Automatique. Fonctionne à faible régime.

Bébé BALKITE

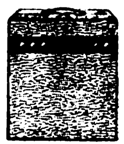
Le meilleur qui existe pour assurer la tension filament et pour la recharge à faible régime d'un accu de T. S. F. de 4 à 6 volts. Recharge même



pendant l'écoute. Pas de lampe redresseuse qui puisse brûler. Automatique. N'a aucune partie mobile et ne s'use jamais.

Miss BALKITE

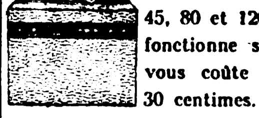
Assure directement d'une façon impeccable l'alimentation tension plaque de tout poste sur



le secteur alternatif. Constance parfaite. Rien à régler. Aucun ronflement ni bruit parasite. 100 fois meilleur que les piles et les accus.

Combinaison BALKITE

Alimentation totale de tout poste sur



courant alternatif avec tension à 45, 80 et 120 volts. Cet appareil fonctionne sans surveillance. Il vous coûte par jour moins de 30 centimes.

Valve BALKITE

La seule avec des vrais électrodes en tantale. Vous permet de construire par vos propres moyens un chargeur alimentateur Balkite d'une sûreté absolue ou d'alimenter directement votre poste avec le courant alternatif.

Des appareils d'une simplicité remarquable. Durent toute une vie et améliorent votre Poste. Les noms EDISON et BALKITE en sont la meilleure garantie.

Tout Amateur ou Constructeur doit connaître ces fameux appareils. Écrivez-nous et nous vous enverrons leur description détaillée.

S. I. M. A. R. E.

128, Rue Jean-Jaurès LEVALLOIS-PERRET (Seine)

Tél. Galvani 88-73

novembre 1927, 657-666. — Cette « théorie » se réduit à l'étude de la distribution du courant dans une antenne avec les hypothèses suivantes : l'antenne de longueur totale h, comporte deux fractions, l'une h_1 verticale, l'autre h_2 horizontale, chaque partie ayant, par unité de longueur, la self-induction L, la capacité C et la résistance R ; le champ n'est pas uniforme ; on ne tient pas compte du rayonnement, qui est supposé compris dans la résistance R.

La distribution est alors obtenue par deux équations analogues à celles « des télégraphistes » ; l'auteur en déduit la f. e. m. totale induite, l'impédance (Z_e) de l'antenne, sa longueur d'onde propre λ_0 et (dans le cas d'un champ uniforme) sa hauteur efficace H. Voici ses conclusions :

1° pour toutes les longueurs d'onde λ supérieures à deux ou trois fois la longueur d'onde propre λ_0 l'impédance Z_e comprend une résistance :

$$R_e = \frac{R.h}{3}\left(1 + \frac{8}{15}\frac{\pi^2 h^2}{\lambda^2}\right),$$

et une réactance

$$X_e = -\frac{1}{\omega C.h}\left(1 - \frac{4}{3}\frac{\pi^2 h^2}{\lambda^2} - \frac{16}{15}\frac{h^4\lambda^4}{\lambda^4}\right)$$

et ne dépend ni du circuit embroché, ni de la distribution du champ.

2° En général R_e est moins important que la résistance du récepteur et de la prise de terre.

3° Pour une antenne verticale la hauteur effective H est donnée par :

$$H^2 = \frac{h}{A^2 + B^2} \times \frac{\cos h\,A - \cos B}{\cos h.A + \cos B},$$

avec

$$A = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{L}{C}},$$

$$B = \omega.h\sqrt{LC}.\left(1 + \frac{R^2}{8\omega^2 L^2}\right),$$

expression voisine de $\frac{h}{2}$.

P. David.

La stabilité de l'amplificateur H. F. à circuit grille et plaque accordés ; R. T. Beatty, *Exp. Wir.*, **5**, janvier 1928, 3-15. L'auteur veut montrer que le calcul complet d'un étage d'amplification ne présente aucune difficulté, même en tenant compte du couplage provoqué par la capacité de la lampe

Effectivement, le choix judicieux des notations lui permet de mettre en évidence sous forme simple, l'amplification due à la résonance du circuit grille (surtension), l'amplification proprement dite de la lampe (« stage gain »), enfin le gain supplémentaire dû à la distorsion. Ce dernier est susceptible d'une interprétation graphique immédiate.

L'auteur discute ensuite la variation de l'amplification avec la fréquence, et avec la dimension des circuits.

P. David.

Le fonctionnement des lampes en parallèle ; R.-P.-G. Denman, *Exp. Wir.*, **4**, novembre 1927, 669-674. — On met souvent des lampes en parallèle pour avoir plus de puissance, et l'on admet qu'elles sont rigoureusement identiques. Qu'arrive-t-il s'il en est autrement, et si l'amplification ou la résistance intérieure diffèrent notablement d'une lampe à l'autre ?

L'auteur étudie la question par le calcul, et montre que les différences existant normalement entre deux lampes du même type, peuvent suffire à les faire travailler très inégalement, surtout lorsque la résistance du circuit d'utilisation est grande ou lorsqu'on approche du maximum de puissance à dissiper sur les plaques. On a donc, en principe, avantage à régler indépendamment chaque lampe, par exemple au moyen d'une batterie séparée pour la polarisation de la grille.

Dans la pratique, cependant « on peut se demander si l'application de ces considérations aux modulateurs ou amplificateurs de puissance, conduirait à des avantages bien marqués ».

P. David.

Exploitation, Applications

Une méthode de téléphonie sans onde porteuse ; A. Grigoriev, *Teleg. i Telef. bez provodov.*, **6**, déc. 1927, 581-593. — Dans cet article l'auteur expose les diverses propriétés de la méthode de radiotéléphonie sans onde porteuse. Il décrit le fonctionnement d'un modulateur équilibré, sa construction, et étudie les valeurs de l'onde porteuse restante. Il compare les coefficients d'utilisation de la modulation dans le système avec onde porteuse et dans le système sans onde porteuse.

De nombreux tableaux de comparaison montrent les différents résultats obtenus par l'une ou l'autre méthode toutes choses égales d'ailleurs.

L'auteur conclut que l'audibilité est 2 à 3 fois plus grande avec la méthode sans onde porteuse qu'en utilisant celle-ci. Les essais de réception étaient faits sur des récepteurs à réaction accrochée. L'onde porteuse restante n'était que de 8 % et suffisait à donner des battements en l'absence de conversation. La compréhension était de 84 %. Si la réception a lieu au moyen d'une hétérodyne il faut régler l'amplitude des oscillations avec précision.

G. TEYSSIER.

Caractéristiques techniques du poste « Nouveau Kómintern »; *Przeglad Radjotechniczny*. **16**. 65. — Le poste a fait l'objet d'une étude soignée de modulation à grande puissance dont le schéma est le suivant :

La modulation a lieu sur un générateur de haute fréquence et se fait par changement de fréquence.

Une partie du circuit oscillant générateur de haute fréquence auxiliaire est shuntée par le secondaire d'un transformateur à fer très léger. — Les variations d'état du fer causent des variations de longueur d'onde. — L'onde auxilliaire est ainsi modulée.

Cette onde est amplifiée, filtrée et détectée par deux redresseurs à vapeur de mercure.

Elle est ensuite dirigée à l'état de courant de basse fréquence vers les lampes modulatrices.

La profondeur de la modulation est réglée par une self à fer shuntée par une résistance variable dans le circuit de grille des modulatrices.

La sensibilité du système est telle qu'une variation de 1 % de l'onde auxiliaire fait passer le courant d'onde des lampes modulatrices de 0,5 à 8 ampères.

G. TEYSSIER.

Résultats obtenus par l'amélioration des prises de terre du poste de Varsovie. — **« Radio »** ; déc. 1927. — Deux nouvelles prises de terre ont été installées sous les extrémités de l'antenne en T. La conduite est faite par un prisme de 4 fils de 25 mm² de section. Le côté des prismes est de 40 cm. Les conduites sont équilibrées par des variomètres placés dans de petites cabanes en bois.

Chaque prise de terre se compose de 6 plaques de zinc de 1 m × 2 m enterrée dans la couche d'eau du sous-sol

Les travaux généraux d'amélioration ont nécessité deux mois de travail.

L'intensité du courant d'antenne qui était de 31,5 ampères est passée à 41,5 ampères

Le rendement du poste est passé de 66 % à 77 %.

G. TEYSSIER.

Télévision; H.E. IVES, *Bell. S. Techn J.*, **6**, octobre 1927, 551-559. — Cet article, qui sert d'introduction aux suivants, expose les grandes lignes du problème.

Dans tout les appareils de télévision, l'image est découpée en un très grand nombre d'éléments qui sont transmis successivement, puis combinés à nouveau pour reconstituer l'image, le tout en un temps inférieur à la durée de persistance des impressions rétiniennes (c'est à-dire 1/16 de seconde). C'est cette rapidité qui constitue la principale difficulté du problème; en effet :

a) lors de la transmission, chaque élément doit à son tour impressionner une cellule photo-électrique; mais la durée d'impression est si brève, que la sensibilité devient insuffisante;

b) de même à la réception, si l'on veut projeter à son tour chaque élément sur un écran, il y reste si peu de temps, que les plus puissantes sources lumineuses connues ne suffisent pas à le rendre visible;

c) pour transmettre aussi vite un grand nombre d'éléments, il faut des systèmes (sur fil ou sans fil) laissant passer une bande de fréquences d'une largeur tout à fait extraordinaire;

d) les organes qui décomposent l'image à la transmission et la recomposent à la réception, doivent être d'un synchronisme parfait.

Voici les solutions du Bell System :

L'image est décomposée seulement en 2 500 éléments : cela ne suffirait pas pour la transmission d'une photographie documentaire, mais c'est assez pour la reproduction *animée* d'une physionomie. La bande de fréquences à transmettre présente alors une largeur de 20.000 p : s.

Lors de la transmission, le sujet n'est pas uniformément éclairé ; il est balayé par un faisceau lumineux très puissant, et chaque élément de surface devient successivement la source qui impres-

sionne plusieurs cellules photo-électriques de grandes dimensions Cet éclairage intermittent ne produit aucune gène sur le sujet.

A la réception, l'image n'est pas projetée sur un écran ; c'est la source elle-même qui constitue l'écran. A cet effet deux variantes sont employées : pour la vision individuelle, une lampe au néon illumine une petite surface, dont on démasque successivement chaque point au moyen d'un disque obturateur ; pour la vision collective, une rangée de tubes au néon constituent l'écran, et s'illuminent point par point suivant l'intensité qui leur est envoyée par un disque distributeur.

Enfin la synchronisation est obtenue par un double contrôle à basse et haute fréquence.

Les appareils réalisés, et qui vont être décrits en détail dans les articles suivants, ont déjà servi à de nombreuses démonstrations ; on prévoit leur usage, soit pour la télévision privée adjointe au téléphone, (naturellement sous réserve d'un prix de revient élevé) soit pour la télévision diffusée de conférences ou de scènes au studio. Quant à la télévision de reportage, qui permettrait de faire voir à distance des scènes extérieures ou d'un éclairage quelconque — matches sportifs, représentations au théâtre, etc .. — elle n'est pas encore possible, faute de sensibilité des cellules.

On peut transmettre la télévision aussi bien sur fil que sans fil, sous réserve que dans ce dernier cas, les évanouissements et les phénomènes de propagation irrégulière, sont évidemment nuisibles.

P. David.

Production et utilisation des signaux en télévision ; F. Gray, J.-W. Horton, R.-C. Mathes, même revue, 560-603. — Les appareils, dont le principe a été donné dans l'article précédent, sont décrits en détail avec de nombreuses photographies.

A la transmission, un faisceau lumineux, fourni par un arc de 40 ampères, est condensé par une lentille, puis projeté sur le sujet par un disque percé d'ouvertures rectangulaires disposées en spirale, de manière à balayer le champ en 1/18 de se onde.

L'illumination de chaque élément agit sur trois cellules à l'hydrure de potassium, présentant au total l'énorme surface utile de 750 cm². Il en résulte un courant instantané proportionnel, que l'on amplifie considérablement.

A la réception, ce courant excite une lampe ou un tube à néon : pour la vision individuelle, la lampe illumine d'un bloc une surface de 5,5 sur 7 cm. ; devant cette surface tourne un disque synchrone du premier, qui en démasque à chaque instant le point voulu. Pour la vision collective, un tube à néon replié plusieurs fois sur lui-même, couvre une surface de 50 à 75 cm. ; il s'illumine point par point sous l'effet de 2.500 petites électrodes auxquelles le courant est envoyé par un disque distributeur synchrone du disque de l'émission.

Les auteurs analysent ensuite les caractéristiques électriques du signal ainsi transmis. La composante de fréquence la plus élevée est aux environs de 20.000, d'après le calcul et l'expérience. La composante de fréquence la plus faible est évidemment une composante continue donnant la teinte générale de l'image ; mais on peut la supprimer sans inconvénient, quitte à la rétablir approximativement au poste récepteur. La composante la plus grave subsistante est alors la fréquence de succession des images, soit 18 p : s. Dans cette gamme de fréquences, l'influence des irrégularités d'affaiblissement ou de phase sont discutées, ainsi que l'effet de l'ouverture du disque et l'amélioration produite par des réseaux correctifs.

Enfin les auteurs décrivent les amplificateurs employés, tant à l'émission (où l'amplification atteint 3.10^6 en tension) qu'à la réception, les dispositifs d'attaque des lampes à néon, et les accessoires parmi lesquels des transformateurs de ligne dont le rendement se maintient sensiblement constant entre les fréquences *10* p : s et *20.000* p : s.

P. David.

Synchronisation de la télévision ; H. M. Stoller et E. R. Morton, même revue, 604-616. — Avec les principes adoptés, la décomposition et la recomposition de l'image se font par des disques tournant à 1062,5 tours par minute, et percés chacun de 50 fentes rectangulaires disposées suivant une spirale

Il s'agit de synchroniser ces disques de telle manière que l'écart entre deux points homologues ne dépasse jamais 4,3 minutes d'arc.

Pour cela le premier disque (en pra-
ique, pour des raisons de commodité,
'est celui de la réception, de sorte que
es courants de synchronisation vont en
ens inverse des courants de vision;
nais cela ne change rien au principe)
— le « premier » disque produit deux
courants de synchronisation, l'un de
réquence 17,7, l'autre de fréquence
.125 p : s. Ces deux courants sont
ransportés à l'autre poste, le premier
comme modulation d'un courant auxi-
iaire à 760 p : s, le second tel quel.
ls sont amplifiés, et actionnent deux
noteurs synchrones, l'un à deux pôles,
autre à 240 pôles, qui entraînent le
leuxième disque.

Des dispositifs spéciaux sont prévus
our limiter les accélérations instan-
anées et empêcher le balancement
elatif des disques.

P. David.

Transmission de la télévision ur fil; D.-K. Gannett et E. I. Green, même revue, 616-632. — Pour pouvoir ransmettre les images visuelles, une igne doit présenter des qualités spé-iales : affaiblissement constant à 2TU rès entre 10 p : s et 20.000 p : s; ariation de phase (c'est le rapport) :

$$\frac{d \text{ (décalage en radians)}}{d \text{ (pulsation)}}$$

nférieur à 20 microsecondes entre oo p : s et 20 000 p : s; enfin bruits arasites et échos inférieurs à des va-urs données.

Les auteurs indiquent comment ces onditions ont été réalisées sur une gne aérienne Washington-New-York 50 km environ); il a fallu notam-ent des réseaux correctifs comportant es éléments variables suivant l'humi-ité de l'atmosphère et l'état corrélatif e la ligne.

Parallèlement à cette ligne, des cir-uits ordinaires en câble souterrain ansportent les courants de synchro-isation et de conversation.

P. David.

Transmission de la télévision ans fil; E.-L. Nelson, même revue, 33-652. – Le transmetteur de télévi-on était à Whippanny et fournissait ne puissance de 5 kw sur la fréquence .600 kc (190 mètres). Il avait été odifié pour transmettre la bande de équences requise. Le studio était sous age de Faraday

La réception se faisait à New-York nviron 35 km.) où le champ était de l'ordre de 2.500 microvolts par mètre, au moyen d'un appareil spécial à double changement de fréquence (élévation à 5.000 kc, abaissement à 120 kc, puis filtrage et circuit correctif).

Deux autres radiocommunications entièrement indépendantes, transportaient les courants de synchronisation et de conversation (pour ces derniers, en raison des brouillages locaux, il fallut élever la puissance à 30 kw).

L'auteur discute l'effet des « évanouissements » qui produisent des images parasites positive ou négative, et la possibilité de transmettre la parole et la télévision sur une même onde porteuse commune.

P. David.

Le circuit téléphonique New-York-Londres; S. B. Wright et H. C. Silent, *Bell S. Techn. J.* **6**, octobre 1927, 736-749. — Le principe de la liaison radiotéléphonique New-York-Londres, a déjà été exposé (*Ond. El.*, **3**, mars 1924, p. 3 et **4**, octobre 1925, p. 71).

L'article décrit les dispositifs accessoires, ayant pour but, soit de compenser les variations inhérentes à la transmission par ondes électriques, soit de rendre possible la communication duplex sur une seule et même longueur d'onde.

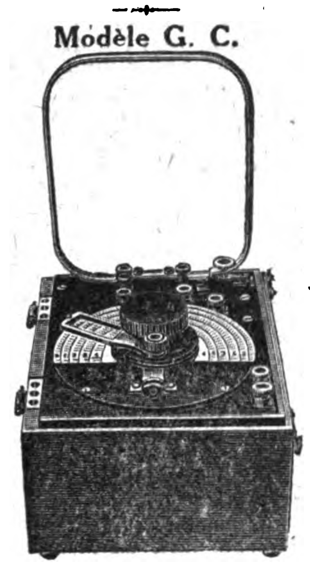
1° Les variations d'intensité sont compensées en deux points : d'abord à l'entrée du poste transmetteur, de manière à utiliser toujours la puissance totale de celui ci; ensuite à la sortie du récepteur, pour alimenter la ligne avec l'énergie voulue. Ces corrections sont faites par des opérateurs qui suivent constamment la conversation.

Le total des diverses amplifications appliquées à la voix, depuis le microphone d'un correspondant jusqu'aux écouteurs de l'autre, atteint 10^{40} en énergie.

2° La communication duplex sur la même onde est rendue possible d'abord parce que les émetteurs ne transmettent pas d'onde porteuse, ensuite parce que le système est pourvu à chaque extrémité d'un étouffeur d'échos. Il consiste en un jeu de relais qui paralysent la ligne et les amplificateurs dans le sens non utilisé; ces relais manœuvrent automatiquement à la première syllabe articulée par chaque correspondant; le petit retard qui en résulte n'entraîne pas la suppression de cette syllabe, parce que la transmission subit le même retard dans une ligne artificielle spéciale.

Téléphone : SÉGUR 73-44
B. C. Seine 22.262

Modèle G. C.



De 10 à 550 mètres.

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

(Anciens Établissements HORY)

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS-14e

Fournisseurs des Administrations de l'État et des Gouvernements étrangers

GRAND PRIX AU CONCOURS DE T. S. F. 1922

Ondemètres munis de la méthode de zéro
Système H. ARMAGNAT (Breveté S. G. D. G.)

Ondemètres à selfs inductances interchangeables
(Type G. de 100 à 5.000 mètres et type G. C. de 10 à 550 mètres.)

Ondemètres Controlo
(De 100 à 1.200 mètres et de 200 à 2.000 mètres.)

RÉCEPTEURS RADIOTÉLÉPHONIQUES

Condensateurs variables à air pour réception

Condensateurs variables à air pour haute tension

Condensateurs fixes sous ivorine et sous tube

Résistances sous tube

Transformateurs, Détecteurs, Pièces détachées

LES TRANSFORMATEURS

CROIX

en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service

CONSTRUCTIONS
ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
télég. : Rodisolor PARIS

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles
Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres
Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier

Pour cela le premier disque (en pratique, pour des raisons de commodité, c'est celui de la réception, de sorte que les courants de synchronisation vont en sens inverse des courants de vision; mais cela ne change rien au principe) — le « premier » disque produit deux courants de synchronisation, l'un de fréquence 17,7, l'autre de fréquence 1.125 p : s. Ces deux courants sont transportés à l'autre poste, le premier comme modulation d'un courant auxiliaire à 760 p : s, le second tel quel. Ils sont amplifiés, et actionnent deux moteurs synchrones, l'un à deux pôles, l'autre à 240 pôles, qui entraînent le deuxième disque.

Des dispositifs spéciaux sont prévus pour limiter les accélérations instantanées et empêcher le balancement relatif des disques.

P. David.

Transmission de la télévision sur fil ; D.-K. Gannett et E. I. Green, même revue, 616-632. — Pour pouvoir transmettre les images visuelles, une ligne doit présenter des qualités spéciales : affaiblissement constant à 2TU près entre 10 p : s et 20.000 p : s; variation de phase (c'est le rapport) :

$$\frac{d \text{ (décalage en radians)}}{d \text{ (pulsation)}}$$

inférieur à 20 microsecondes entre 100 p : s et 20 000 p : s; enfin bruits parasites et échos inférieurs à des valeurs données.

Les auteurs indiquent comment ces conditions ont été réalisées sur une ligne aérienne Washington-New-York (450 km environ); il a fallu notamment des réseaux correctifs comportant des éléments variables suivant l'humidité de l'atmosphère et l'état corrélatif de la ligne.

Parallèlement à cette ligne, des circuits ordinaires en câble souterrain transportent les courants de synchronisation et de conversation.

P. David.

Transmission de la télévision sans fil; E.-L. Nelson, même revue, 633-652. - Le transmetteur de télévision était à Whippanny et fournissait une puissance de 5 kw sur la fréquence 1.600 kc (190 mètres). Il avait été modifié pour transmettre la bande de fréquences requise. Le studio était sous cage de Faraday

La réception se faisait à New-York (environ 35 km.) où le champ était de l'ordre de 2.500 microvolts par mètre, au moyen d'un appareil spécial à double changement de fréquence (élévation à 5.000 kc, abaissement à 120 kc, puis filtrage et circuit correctif).

Deux autres radiocommunications entièrement indépendantes, transportaient les courants de synchronisation et de conversation (pour ces derniers, en raison des brouillages locaux, il fallut élever la puissance à 30 kw).

L'auteur discute l'effet des « évanouissements » qui produisent des images parasites positive ou négative, et la possibilité de transmettre la parole et la télévision sur une même onde porteuse commune.

P. David.

Le circuit téléphonique New-York-Londres ; S. B. Wright et H. C. Silent, *Bell S. Techn. J* **6**, octobre 1927, 736-749. — Le principe de la liaison radiotéléphonique New-York-Londres, a déjà été exposé (*Ond. El.*, **3**, mars 1924, p. 3 et **4**, octobre 1925, p. 71).

L'article décrit les dispositifs accessoires, ayant pour but, soit de compenser les variations inhérentes à la transmission par ondes électriques, soit de rendre possible la communication duplex sur une seule et même longueur d'onde.

1° Les variations d'intensité sont compensées en deux points : d'abord à l'entrée du poste transmetteur, de manière à utiliser toujours la puissance totale de celui ci ; ensuite à la sortie du récepteur, pour alimenter la ligne avec l'énergie voulue. Ces corrections sont faites par des opérateurs qui suivent constamment la conversation.

Le total des diverses amplifications appliquées à la voix, depuis le microphone d'un correspondant jusqu'aux écouteurs de l'autre, atteint 10^{40} en énergie.

2° La communication duplex sur la même onde est rendue possible d'abord parce que les émetteurs ne transmettent pas d'onde porteuse, ensuite parce que le système est pourvu à chaque extrémité d'un étouffeur d'échos. Il consiste en un jeu de relais qui paralysent la ligne et les amplificateurs dans le sens non utilisé ; ces relais manœuvrent automatiquement à la première syllabe articulée par chaque correspondant ; le petit retard qui en résulte n'entraîne pas la suppression de cette syllabe, parce que la transmission subit le même retard dans une ligne artificielle spéciale.

L'auteur ne dissimule pas que la complication de ces dispositifs se justifie seulement pour une communication d'importance exceptionnelle.

P. DAVID.

MATÉRIEL

Les lampes d'émission en quartz; H. MORRIS-AIREY, G. SHEARING et H.-G. HUGHES, *Proc. Wir. Sect. I. E. E.*, **2**, septembre 1927, 157-161, et discussion, 183-197). — L'Amirauté britannique utilise des lampes d'émission en quartz dont les avantages principaux sont les suivants : possibilité de dissiper sur la plaque une énergie considérable, facilité de réparation, haut isolement et faibles pertes diélectriques. Deux types sont employés ; dans l'un, la chaleur est rayonnée à travers l'ampoule refroidie à l'air ou à l'eau ; dans l'autre, l'anode est creuse et il y circule de l'eau ou de l'huile.

De sérieuses difficultés ont dû être surmontées pour la confection des traversées de connexions (pouvant supporter jusqu'à 100 ampères) et pour le pompage. Les traversées de verre se font par un joint en plomb fondu. Pour réparer la lampe (qui a la forme d'un cylindre avec deux calottes terminales), on sectionne l'une des calottes, et après réparation on ressoude et on pompe. Le coût est environ 25 % du coût initial.

Le type à circulation intérieure a permis de dissiper 40 kW dans une ampoule destinée normalement à 4 kW.

Le transport nécessite diverses précautions.

DECAUX.

Le tracé automatique des caractéristiques des lampes à plusieurs électrodes; *Odintsov*, **2**, avril 1927, 177-188. — L'auteur décrit les résultats qu'il a obtenus au moyen d'une sorte de galvanomètre à double déplacement déjà décrit par Ostroumov dans le n° 39, p. 568, 1926. La méthode est rapide et par conséquent paraît intéressante pour des industriels. Malheureusement les relevés ne correspondent qu'à des lampes diverses inconnues sur le marché français. Certaines sont cependant très peu différentes des nôtres.

G. TEYSSIER.

Caractéristiques dynamiques des tubes amplificateurs et détermination de la « perméabilité » (Durchgriff) optima; A. FORSTMANN, E. SCHRAMM, *Zeitschr. Hochfr. Techn.*, **30**, septembre 1927, 89-95. — Les auteurs calculent la courbe décrite par le point de fonctionnement (caractéristique dynamique) en supposant dans le circuit de plaque une impédance complexe.

Ils en déduisent une méthode pour la détermination de la « perméabilité » du tube (inverse du coefficient d'amplification) la plus favorable à un usage donné.

Ils n'en font aucune application pratique.

P. DAVID.

Calcul des propriétés acoustiques du condensateur microphonique; JAKOWLEFF, *Zeit. Hochfr. Techn.*, **30**, novembre 1927, 151-157.

L'auteur suppose le mouvement de la membrane, donné par l'équation

$$M \frac{d^2x}{dt^2} + R \frac{dx}{dt} + \frac{1}{C} x = P.S$$

où M est la masse, R la résistance (y compris la résistance de rayonnement), $\frac{1}{C}$ l'élasticité du volume gazeux enfermé, P la variation de pression appliquée et S la surface de la membrane.

Il montre alors que la distorsion est pratiquement inappréciable, pourvu que 1° la pulsation propre $\frac{1}{\sqrt{CM}}$ soit deux à trois fois plus grande que la pulsation maximum à recevoir ; 2° le facteur d'amortissement $\frac{R}{M}$ soit supérieur à 1,35.

Il montre d'autre part que les coefficients de cette équation sont suffisamment faciles à déterminer pour que le calcul soit utilisable.

Il compare enfin ses résultats avec les relevés expérimentaux de Trendelenburg et Wente.

P. DAVID.

DIVERS

Une nouvelle méthode pour l'analyse du son; M. Gruizmacher, *El. Nachr. Techn.*, **4**, décembre 1927, 533-545. — Cette « nouvelle » méthode est en réalité, une méthode d'analyse des *courants électriques*; elle n'est applicable aux sons que dans la mesure où ceux-ci ont été transformés en courants par un microphone parfaitement fidèle.

En principe, elle consiste à changer la fréquence de la composante analysée (Voir méthodes analogues, *Onde El.*, janv. 1928, p. 8A, févr. 1928, p. 9A).

Pour cela, le courant complexe en étude, est amené dans un détecteur à caractéristique rigoureusement parabolique; on lui superpose une composante sinusoïdale, de fréquence *f*, variable entre 60 et 10 000 périodes par seconde. Le battement produit passe dans un filtre passe-bas qui étouffe toutes les fréquences supérieures à 20 p:s. Après amplification et nouvelle détection, le courant est mesuré par un galvanomètre à miroir.

L'appareil est construit de telle sorte que la même manœuvre produit simultanément la variation de *f* et la rotation proportionnelle du tambour sur lequel vient s'enregistrer le déplacement du rayon lumineux réfléchi par le miroir du galvanomètre.

On comprend que le battement traverse le filtre, seulement lorsque *f* coïncide (à moins de 20 p:s. près) avec l'une des composantes du courant; son amplitude s'inscrit alors sur le tambour.

L'auteur discute la précision de la méthode, et notamment la vitesse maximum avec laquelle il convient de faire varier la fréquence *f*; cette vitesse est de l'ordre de 300 p:s par seconde.

Il donne ensuite quelques exemples d'applications à divers sons musicaux. En particulier, l'analyse de son produit par un haut-parleur permet d'y mesurer les harmoniques et par suite la « distorsion non linéaire »; la méthode est donc une variante de celle de Meyer (*Onde El.*, févr. 1928, p. 11A) et conduit aux mêmes résultats.

P. David.

Perception des sons par le sens du toucher; R.-H. Gault, *Journ. Franklin Inst.*, **204**, septembre 1927, p. 329-358. — L'auteur a recherché depuis plusieurs années s'il était possible pour les sourds de reconnaître les sons émis par une membrane vibrante, par le simple contact de leurs doigts avec cette membrane.

Après quelques essais encourageants, il a construit un « télétacteur » perfectionné, dont le principe est le suivant : le son, recueilli par un microphone et convenablement amplifié, est analysé par un filtre électrique et ses composantes sont séparées en 5 bandes ($f < 250$ 250 — 500, 500 — 1 000, 1.000 — 2.000, $f > 2\,000$); chacune de ces bandes actionne une lame vibrante distincte placée sous un des doigts du sujet.

Avec cet appareil, les sourds arrivent à reconnaître d'abord des sons, puis des phrases; enfin à comprendre le sens d'un récit. — L'apprentissage est beaucoup plus rapide lorsque le sujet peut, en même temps, voir le mouvement des lèvres de la personne qui parle. — Enfin, l'appareil permet aux sourds de « s'entendre » eux-mêmes, et d'améliorer leur articulation.

P. David.

RADIOFOTOS



GRAMMONT

Pas de concurrent...

L'EUROPE V

Le 1er Poste Amateur

GARANTISSANT

une sélectivité absolue

sur toute longueur

... .. d'onde .. ...

PORTÉE : 7000 km



RÉCEPTIONS SUR CADRE OU SUR ANTENNE

Réglage instantané

VITUS

90, rue Damrémont -- PARIS

DEMANDER D'URGENCE NOTICE

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Discours présidentiel de la Wireless Section; A G Lee, *Proc. Wir. Sect. I.E E*, **3**, mars 1928, 1-13. — Ce discours passe en revue plusieurs points relatifs à la réception en Angleterre de la radiotéléphonie transatlantique.

1° *Atmosphériques.* — Les observations radiogoniométriques faites avec le dispositif oscillographique de Watson Watt ont montré que les parasites reçus en Ecosse venaient d'une direction bien déterminée, fort heureusement à l'opposé des signaux.

D'autre part l'intensité des parasites décroît quand la latitude du poste récepteur augmente.

2° *Réception.* — On utilise un récepteur sans changement de fréquence, mais comportant des filtres très soignés, dont la description est donnée. Il y a deux filtres, passe-haut et passe-bas dont l'ensemble forme passe-bande pour les fréquences reçues (de 58.800 à 61.300 p : s); puis après détection, un filtre passe-bas pour fréquences audibles.

3° *Antennes.* — La différence d'orientation des signaux et des parasites, justifie l'emploi d'aériens unidirectionnels. On a d'abord essayé l'antenne-ondulatoire (Beverage); elle a donné des résultats intéressants, quoique inférieurs à ceux observés en Amérique, probablement parce que le sol était trop conducteur.

On étudie actuellement des groupements d'antennes-ondulatoires, et des groupements de cadres et d'antennes verticales; notamment, une combinaison nouvelle appelée « diagramme en feuille » obtenue par doublement de la fréquence à partir d'un cadre et d'une antenne

P. David.

Radio-communications; G. Marconi, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, janvier 1928, 40-69. — Dans ce discours, prononcé devant les « Electrical Engineers » et les « Radio Engineers » de New-York, le sénateur Marconi jette un coup d'œil général sur le développement des radiocommunications par ondes courtes. Il rappelle qu'avant de connaître leurs grandes portées, il utilisait déjà les autres avantages de ces ondes, et surtout leur pouvoir directif. Il rappelle ensuite les premiers essais méthodiques de 1923 entre Poldhu et le yacht Elettra. Il évoque enfin le formidable développement de ces dernières années et l'extension du « Beam System » au réseau impérial anglais. L'avenir des ondes courtes ne démentira pas ce début sensationnel.

Deux affirmations techniques intéressantes; d'abord, contrairement aux observations de Taylor, l'auteur n'a jamais constaté de « zones de silence », mais seulement des zones de réception faible et instable; d'autre part, l'emploi de miroirs réflecteurs à l'émission n'empêche pas la réception en dehors du faisceau, mais la rend beaucoup plus forte et plus sûre dans la direction privilégiée

P. David.

Théorie de l'antenne généralisée; R.M. Wilmotte, *Exp. Wir.*, **5**, mars 1928, 119-131. — Intéressante suite de réflexions sur les constantes des antennes, et leur variation avec la distribution du courant. — Par suite de cette variation, la même antenne, excitée en un seul point lors de l'émission, ou recevant une f.e m. répartie lors de la réception, ne présente pas rigoureusement les mêmes propriétés; la hauteur effective et la résistance de rayonnement sont légèrement supérieures lors de la réception. Tout ceci a été vérifié par l'expérience.

Les calculs complets sont donnés en appendice.

P. David.

La différence de potentiel et la capacité en courant alternatif; G.-W.-O. Howe, *Exp. Wir.*, **5**, mars 1928, 113-118. — La définition de

C'est sur la distance qu'on juge un appareillage de Moyenne Fréquence.

la d. d. p., et par suite celle de la capacité, sont faciles en électrostatique; le travail d'une charge électrique allant d'un point à un autre est indépendant du chemin suivi, et sert de mesure au potentiel. Mais il en est autrement en régime alternatif, à cause des champs électriques induits par les courants variables. L'auteur suggère qu'on définisse alors le potentiel en supposant le chemin suivi constamment perpendiculaire au vecteur potentiel, ou bien tracé dans un plan où ce vecteur soit nul.

Il montre qu'une antenne peut alors être décomposée en un grand nombre de capacités et de self-inductions élémentaires, dont la distribution est fonction de celle du courant, mais qui sont susceptibles de définition parfaitement rigoureuse.

P. DAVID.

Sur une expression de l'énergie transmise par un quadripôle neutre déduite de sa forme quadratique fondamentale; J.-B. POMEY, *R.G E*, **23**, 31 mars 1928, 572-576. — Après avoir rappelé quelques propriétés fondamentales des réseaux « passifs » (ou « neutres ») à quatre bornes, ou « quadripôles », l'auteur montre qu'un tel système étant représenté par une « forme quadratique », les énergies active et réactive absorbées peuvent être représentées par des expressions très simples.

Il en résulte une méthode fort élégante pour démontrer certaines formules connues, et l'auteur en donne trois exemples, empruntés à la théorie des lignes.

P. DAVID.

Sur une proposition fondamentale de la théorie des filtres électriques; J. B. POMEY, *R.G.E.*, **23**, 25 février 1928, 347-350. — La proposition en question est même beaucoup plus générale que la théorie des filtres. Elle consiste à dire que la réactance d'un système *quelconque* de self-inductions, et de capacités, sans résistance *va toujours en croissant* en fonction de la fréquence, en passant alternativement par zéro et par l'infini.

Nous avions utilisé cette proposition, sans démonstration suffisante, dans « les Filtres Electriques ». M. Pomey en donne la démonstration rigoureuse, en exprimant l'impédance sous forme d'un quotient de déterminants, et en montrant que les racines du numérateur et celles du dénominateur, sont imbriquées.

P. DAVID.

MESURES

Mesure des courants intenses de haute fréquence; Alexander NYMAN, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, février 1928, 208-217. — Après avoir souligné le besoin de plus en plus urgent de mesurer convenablement des courants intenses à très haute-fréquence et l'imprécision ou l'incommodité des méthodes actuelles, l'auteur décrit une méthode dont le principe est le suivant: dans le circuit traversé par le courant à mesurer, on insère deux condensateurs en parallèle, l'un de très grande capacité laisse passer la plus grande partie du courant sans chute de tension appréciable et sans occasionner des pertes supplémentaires; l'autre est beaucoup plus petit et dérive une fraction que l'on peut déterminer du courant total; ce courant dérivé est mesuré par un ampèremètre soit à fil chaud, soit à thermocouple. Dans ce dernier cas, l'appareil de mesure peut être éloigné du circuit principal. Un appareil de cette nature peut être rendu très précis; dans cette intention, l'article décrit les précautions qu'il convient de prendre pour réduire ou éliminer les champs électrostatique et électro-magnétique nuisibles, les self-induction et la capacité réparties et enfin pour empêcher les effets de résonance dans le circuit de mesure et dus aux harmoniques élevés du courant. Disons pour terminer que des rapports très élevés peuvent être atteints en connectant un certain nombre de condensateurs en parallèle.

P. ABADIE.

ÉMISSION

Compensation des courants induits entre antennes émettrices voisines; H. CHIREIX, R. VILLEM, *R.G.E.*, **23**, 24 mars 1928, 523-536. — Les nécessités d'établissement des centres émetteurs obligent à construire tout près les unes des autres plusieurs antennes pour grandes ondes.

Leur couplage mutuel est important, et s'il n'était pas compensé, la manipulation à grande puissance dans l'une, développerait dans les autres des courants intenses ; le trafic diplex serait impossible.

Les auteurs montrent comment le problème a été résolu à la station continentale de Sainte-Assise. Ils définissent les constantes des antennes, leur couplage par capacité et par induction. Ils indiquent et justifient par le calcul deux méthodes de compensation : — ou bien par une self-induction commune, ou une induction mutuelle à la base des antennes ; — ou bien, par l'emploi d'une self-induction formant avec la capacité de couplage un circuit antirésonnant.

L'expérience a sanctionné l'efficacité de ces deux procédés.

P. David.

Générateur de courants audibles à fréquence variable, avec stabilisation par quartz ; A. Hund, *Sc. Pap. Bur. of. Stand.*, **569**, 20 janvier 1928. — De nombreux générateurs à fréquence audible utilisent le battement détecté entre deux oscillations de fréquences voisines beaucoup plus grandes.

L'appareil décrit présente la particularité qu'un des deux oscillateurs est stabilisé par quartz. L'autre est d'abord réglé par comparaison avec le premier, puis déréglé d'une quantité donnée par un condensateur à variation linéaire de fréquence.

Un filtre et un amplificateur de puissance complètent le générateur.

P. David.

RÉCEPTION

La bonne qualité (de la reproduction téléphonique) dans les amplificateurs HF ; C.-C. Inglis, *Exp. Wir.* **5**, mars 1928, 132-134 — L'auteur calcule la sélection donnée par un circuit résonnant à faibles pertes (résistance 5 ohms) pour la fréquence 830 kc. ($\lambda = 360^m$) ; il trouve que la « bande passante » n'est pas assez large pour laisser passer uniformément la téléphonie ; il en déduit que l'amortissement supplémentaire provoqué par la résistance filament-plaque, dans le montage « à anode accordée », est bienfaisant, et ne doit pas être supprimé.

P. David.

« Sur la détection par la plaque » ; M. V. Ardenne. *Zeits. Hochfr Techn.*, **31**, février 1928, 51. — Note brève, signalant ce fait connu : si l'on considère une lampe triode fonctionnant en détectrice par la courbure de plaque, et si l'on suppose que l'impédance placée dans le circuit de plaque, est pratiquement court-circuitée, pour la haute fréquence, par les capacités inévitables, alors le rendement augmente avec le coefficient d'amplification et la résistance interne de la lampe.

P. David.

MATÉRIEL

L'alimentation des récepteurs par le secteur ; Ph. R. Coursey et H. Andrewes, *Proc. Wir. Sect. I.E.E.*, **2**, septembre 1927, 133-154. — Les appareils d'utilisation du secteur pour la suppression des batteries doivent fournir trois sortes de tensions : la tension de plaque (élevée avec un débit restreint), la tension de chauffage (faible avec un débit important), et la tension de grille (faible avec un débit nul).

La tension de plaque est fournie soit par le secteur alternatif avec un redresseur, soit par le secteur continu, un filtre étant utilisé dans les deux cas. L'ajustement des diverses valeurs nécessaires s'obtient par un potentiomètre ou par des résistances en série. Des condensateurs de fuite empêchent les couplages entre étages causés par les résistances. Des tableaux et des courbes montrent l'influence des diverses constantes du filtre (capacité de sortie, résistance et inductance des selfs, résistance de débit) sur son efficacité. La valeur maximum des ondulations de la tension obtenue doit être de 0v,1 pour les très bons récepteurs et peut atteindre 1 lorsqu'on ne cherche pas une grande qualité. Les auteurs définissent la « régulation » et signalent les difficultés des mesures.

La tension de grille est généralement obtenue par une résistance intercalée entre les pôles positif du filament et négatif de la tension de plaque.

Des courbes représentent les caracté-

ristiques de redressement de divers diodes utilisés pour la tension de plaque.

Les filtres nécessaires pour le courant de chauffage lorsque celui-ci est fourni par un redresseur sont assez différents des précédents à cause de la valeur notable de l'intensité. Les condensateurs doivent être énormes et on les remplace le plus souvent par de petits accumulateurs secs formant « tampon ». Les divers types de redresseurs sont examinés, en particulier les redresseurs à charge continuelle. Les auteurs signalent les lampes à chauffage indirect, et l'alimentation totale par un petit convertisseur rotatif ou une pile thermoélectrique

La communication s'achève par le rappel des précautions à prendre contre l'électrocution et les courts-circuits par la terre.

Les points principaux de la discussion qui suit sont : l'importance relative des diverses constantes sur la « régulation » et l'influence de la saturation magnétique du noyau des bobines. L'un des orateurs signale deux sources possibles nouvelles de tension de grille : les cristaux piëzoélectriques et la résine électrisée.

DECAUX.

Sur le mode de formation des filaments à oxydes; FRIEDRICH DETELS, *Zeits Für Hochfr. Techn.*, **30**, juillet et août 1927, 10-14 et 52-59. — L'auteur passe d'abord rapidement en revue les divers travaux antérieurs sur l'émission électronique fournie par les filaments thoriés ou à oxydes Pour les premiers il rappelle les notion de vitesse de diffusion et d'évaporation du thorium L'explication des propriétés des oxydes est encore discutée. Plusieurs hypothèses sont en opposition, supposant ou non que l'oxyde se décompose.

Les expériences entreprises ont montré d'abord que pendant le pompage, le courant anodique, nul au début, croît brusquement avec apparition de gaz luminescents bleus. En diminuant le chauffage et la tension d'anode, ces gaz disparaissent et on peut continuer le pompage. Au bout de deux heures, le filament peut émettre des électrons au rouge. Si on le chauffe trop les gaz reparaissent et la plaque chauffe.

Un dispositif de pompage a été établi pour approfondir les phénomènes de transformation du filament. Le spectroscope a montré que le gaz qui se répand est de l'oxygène, celui qui reste à l'intérieur de la plaque, présente les raies du baryum ou du strontium. Le microscope a également révélé de curieuses modifications de la surface du filament. Les possibilités de réoxydation changent avec le temps de pompage.

Ceci met en évidence des modifications du travail d'expulsion d'un électron Φ et du pouvoir d'émission A. Ceux-ci sont donnés par la formule de Richardson

$$J_s = AT^2 e^{-\frac{\varepsilon\Phi}{KT}}$$

Il faut donc connaître le courant de saturation et la température. Celui-là n'existe pas toujours, et celle-ci peut se mesurer par de nombreux moyens. Un des meilleurs est de mesurer la résistance du filament en tenant compte du refroidissement des extrémités. Pour étudier ce dernier il a été construit des diodes à très long filament avec des prises spéciales dans la partie utile. La correction est d'environ 12 % pour le tungstène et 14 % pour les filaments de platine à oxydes Cette méthode peut être contrôlée par la considération de la répartition des vitesses d'électrons. La vérification avec les travaux antérieurs a été faite sur des filaments de tungstène. Des mesures de J_s et T sont faites sur les filaments à oxydes au fur et à mesure de la formation Les courbes déduites de ces mesures montrent que Φ et A décroissent (Φ lentement et A rapidement) lorsque le temps de formation croît et tendent vers une limite. Le courant de saturation croît. Des améliorations ont été obtenues en rendant la surface de l'âme du filament rugueuse par nickelage ou cuivrage.

De toutes ces recherches résulte que par la formation l'oxyde est réduit en métal qui s'allie à l'âme et devient la source d'électrons. Le dernier chapitre expose la détermination mathématique de la répartition de la température sur le filament.

DECAUX.

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Sur les relations entre les caractéristiques de fréquence et les phénomènes transitoires dans les systèmes linéaires; K. KUPFMÜLLER, *El. Nachr. Techn.*, **5**, janvier 1928, 18-32. — Les régimes transitoires dans les systèmes linéaires ont été étudiés depuis longtemps par un très grand nombre d'auteurs, et, en particulier, par Kupfmuller. (*Onde El.*, février 1927, **6**, p. 10, anal.). Le présent article donne une intéressante vue d'ensemble sur la question.

On sait qu'une perturbation quelconque $S_1(t)$ peut être représentée par un spectre de fréquences (intégrale de Fourier), c'est-à-dire par la superposition d'une infinité de F.E.M. sinusoïdales dont la pulsation ω va de o à l'infini.

On sait d'autre part, qu'un système sélectif quelconque peut être défini par sa « caractéristique de fréquences », c'est-à-dire par les valeurs de son impédance : $Z(\omega) = \frac{1}{A(\omega)} \times e^{ia(\omega)}$.

Le régime permanent de pulsation ω est ainsi déterminé, quant à l'amplitude par le facteur $A(\omega)$, quant à la phase par le facteur $a(\omega)$.

Donc, connaissant cette impédance, on peut calculer le courant élémentaire permanent, produit dans le système par chacune des F.E.M élémentaires constituant la perturbation S_1. En faisant la somme de tous ces courants élémentaires, on obtiendra le régime transitoire $S_2(t)$.

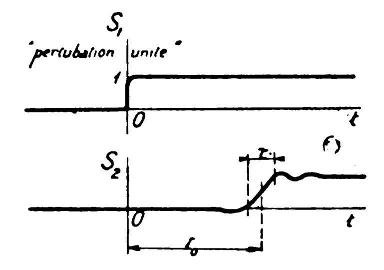
Généralement, la perturbation S_1 et le courant résultant S_2, sont dissemblables. La traversée du système a *déformé* la perturbation : et c'est précisément pour connaître cette déformation que l'on étudie les régimes transitoires.

Le calcul peut être limité au cas d'une « *perturbation unité* » : c'est la perturbation :

$$S_1 = 0 \quad \text{pour} \quad t < 0,$$
$$S_1 = 1 \quad \text{pour} \quad t > 0$$

consistant en un saut brusque de la valeur o à la valeur 1, à l'instant $t = 0$. Un théorème d'*expansion*, dont l'auteur a précédemment donné une forte élégante démonstration, montre, en effet, que toutes les perturbations peuvent être ramenées à la perturbation unité.

Or, en traversant un système, sélectif la perturbation unité subit en général une double déformation (fig.) :



elle est *retardée* d'un temps t_0, et elle est *allongée*, c'est-à dire croît progressivement, en un temps τ.

(On peut noter que τ, serait nul, si l'on avait : $A = \text{cte}$ $a = t_0.\omega$ auquel cas, la perturbation conservant sa forme avec un simple retard t_0 qui n'a pas d'importance pratique, on pourrait dire qu'il n'y a distorsion, ni en amplitude, ni en phase : ce serait le cas idéal.)

L'auteur montre comment on peut calculer t_0 et τ en fonction de la loi de variation de $A(\omega)$, (distorsion en amplitude) et de $a(\omega)$, (distorsion en phase).

Pour les *filtres*, c'est la distorsion en amplitude qui est prépondérante. On trouve que la durée de croissance a pour valeur :

— dans un *passe-bas* de frontière ω_0 :

$\tau = \frac{\pi}{\omega_0}$ pour toutes les oscillations dont la pulsation (ω) est inférieure à $0{,}6\omega_0$. Pour les fréquences supérieures, τ augmente (de 20 % pour $\omega = 0{,}8\omega_0$).

— dans un *passe-bande* de frontières

ω_1 et ω_2: $\pi = \frac{2\pi}{\omega_2 - \omega_1}$ tant que la largeur de bande $(\omega_2 - \omega_1)$ est inférieure à 0,2 fois la pulsation moyenne:

$$\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$$

Pour une *ligne pupinisée*, c'est la distorsion en phase qui est nuisible. Soit L la longueur de la ligne, s l'espacement de deux bobines ω_0 la, pulsation frontière; la durée de croissance de l'oscillation ω est donnée par:

$$\tau = \frac{2L}{s\omega_0}\left[\frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} - 1\right]$$

Cette distorsion de phase, qui a une grande importance dans la téléphonie à très grande distance, peut être corrigée par un réseau qui donne une distorsion inverse.

L'auteur étudie également le cas d'un filtre associé à un câble, c'est-à-dire d'un « canal » de télégraphie multiplex, dans lequel la distorsion en phase et celle en amplitude, sont toutes les deux appréciables. Il montre que les phénomènes d' « écho » peuvent aussi être considérés comme des distorsions simultanées en amplitude et en phase. Enfin, une partie expérimentale donne, par de nombreux oscillogrammes, la vérification très satisfaisante des formules ci-dessus dans les cas particuliers intéressants.

P. David.

MESURES

Enregistreur automatique d'intensité de signaux radioélectriques; B. Saltmarsch, *Exp. Wir.*; **4**, décembre 1927, 743-745. — L'appareil imaginé par l'auteur utilise les propriétés des cellules photoélectriques. L'onde porteuse après amplification et détection par un cristal stable agit sur un galvanomètre à miroir. Le rayon réfléchi vient frapper une plaquette de verre colorée dont la teinte varie bien graduellement d'un bord à l'autre. Quand le galvanomètre est à son maximum de déviation, le rayon frappe la partie claire ; dans le cas contraire, il frappe la partie presque opaque. La source d'éclairement du miroir étant maintenue constante, on place derrière le verre coloré une lentille convergente dont le foyer est occupé par une cellule photo-électrique. On voit ainsi que le courant que laisse passer la cellule peut varier proportionnellement à l'intensité du signal. Il suffira donc de l'amplifier et de le faire agir sur une plume se déplaçant sur un cylindre tournant. Il faut naturellement prendre des précautions pour que n'agisse sur la cellule que la lumière réfléchie par le galvanomètre.

P. Abadie.

RÉCEPTION

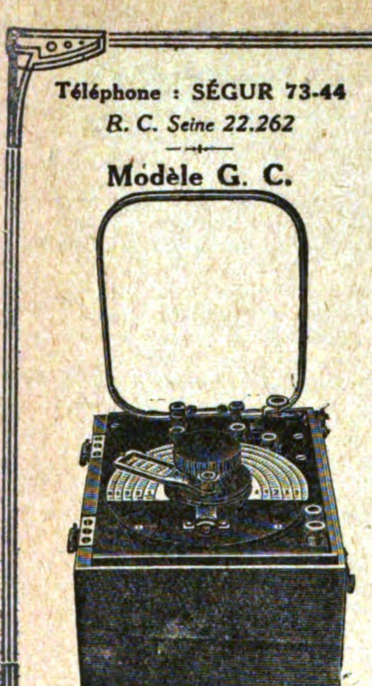
« Au sujet de l'amplification de puissance sans distorsion »; A. Forstmann, *Zeits. Hochfr. Techn*, **31**, février 1928, 45-51. — Dans un étage intermédiaire d'amplification, on cherche à obtenir la *tension maximum* aux bornes de l'impédance R_a intercalée dans le circuit de plaque. Au contraire, dans un étage de puissance, on cherche à obtenir dans cette impédance, le maximum *de puissance*. Il faut pour cela que l'impédance d'utilisation $|R_a|$ soit sensiblement égale à la résistance interne du tube, R_i.

En pratique, R_a est fonction de la fréquence (c'est, par exemple, un haut-parleur). La condition $|R_a| = R_i$ ne peut donc être remplie que pour une fréquence; pour les autres le rendement est diminué, il y a distorsion.

L'auteur cherche comment on peut obtenir le maximum de puissance *sans distorsion*, ou plus exactement avec une distorsion limitée. Il trouve que si le tube employé présente un grand coefficient d'amplification (c'est-à-dire un « durchgriff » petit), et une forte résistance intérieure, on doit conserver à l'impédance d'utilisation des valeurs *inférieures* à la valeur optimum ; par exemple, $R_a < \frac{1}{4} R_i$. Au contraire avec un tube de puissance, normal, dont le coefficient d'amplification est de l'ordre de 4, on doit maintenir l'impédance d'utilisation au-dessus de cette valeur, et prendre par exemple

$$R_a > 4 R_i.$$

P. David.



DIVERS

Reproduction électrique des disques de phonographe; E. W Kellog, *Journ Am. Inst. El. Eng.*, **46**, octobre 1927, 1041-1049. — Il est avantageux, pour reproduire les sons, de passer par l'intermédiaire *électricité* : on peut ainsi amplifier à volonté, et par suite employer des appareils moins sensibles et plus fidèles. L'auteur décrit un « reproducteur électromagnétique » donnant une régularité parfaite entre les fréquences 100 et 4000 ; il estime qu'il est nuisible de reproduire les fréquences supérieures, qui exagèrent le « bruit de fond » sans améliorer sensiblement la musique.

P. David.

Elévateur de tension par capacité pour courant continu de petite puissance; B. L. Rozing, *Télégr. et Téléph. S. F.* (lab. de Nijni-Novgorod), **4**, août 1927, 411-416. — C'est en 1908 que le professeur Karapetov a indiqué la possibilité d'élever la tension d'un courant continu au moyen d'une batterie de condensateurs. Les condensateurs étant connectés en parallèle reçoivent les charges et étant ensuite mis en série au moyen d'un commutateur série parallèle, débitent une tension plusieurs fois supérieure à la tension primitivement appliquée. Le système de commutation étant relativement compliqué, M. Rozing propose une autre solution au problème : les condensateurs restent en permanence connectés en série et c'est un ensemble de deux contacteurs mobiles qui relie successivement chaque condensateur à la source du courant continu à basse tension. Le coefficient de transformation est toujours inférieur au nombre de condensateurs car ceux-ci se déchargent constamment et par conséquent la différence de potentiel entre leurs armatures est inférieure à la tension de la source. Les calculs théoriques sont d'ailleurs confirmés par l'expérience.

Les formules que l'on obtient montrent qu'on peut obtenir un courant presque rigoureusement continu en diminuant l'intervalle de temps, entre deux décharges successives, en augmentant la capacité de la batterie (par exemple, en employant des condensateurs électrolytiques). D'autre part, l'augmentation de cette capacité permettra d'augmenter la puissance qui ne sera limitée que par la puissance de la source.

L'auteur se sert avec succès de ces élévateurs de tension et obtient ainsi facilement les 2000-3000 volts nécessaires à ses travaux avec oscillateur cathodique. Actuellement, il entreprend la construction d'un double élévateur de tension dans lequel la tension déjà élevée par le premier élévateur est appliquée à un second qui l'augmentera à son tour. Il n'est pas difficile de voir que le même élévateur peut être inversé et servir ainsi d'abaisseur de tension. C'est ainsi qu'en appliquant au circuit secondaire une tension de 350 volts, on a fait apparaître sur les contacteurs mobiles la tension de 34 v. 9 (la résistance du circuit d'utilisation étant élevée).

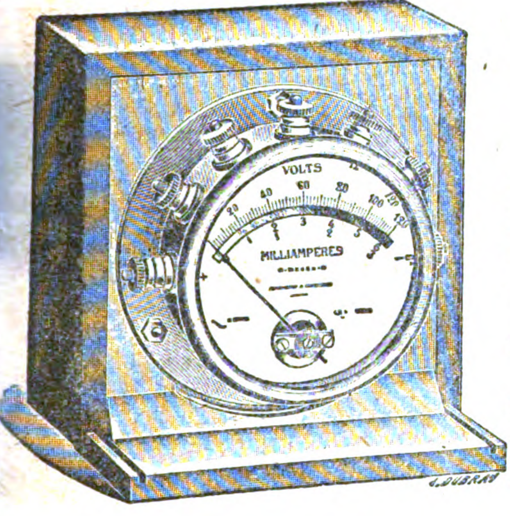
E. Aisberg.

Appareils étalons de transmissions téléphoniques, et technique des mesures de microphones, écouteurs, etc; B.S. Cohen, *Proc. Wir. Sect I.E E.*, **3**, mars 1928, 29-67. — Cet article passe en revue les appareils et méthodes du Post-office pour l'étude des appareils téléphoniques. Mesures de volume, d'articulation, défauts des microphones et écouteurs de type courant; réalisation d'un système étalon de qualité idéale pour les comparaisons.

Il est impossible de résumer utilement cet article, non plus que la discussion nourrie provoquée parmi les compétences britanniques et étrangères.

La conclusion la plus intéressante est qu'il est parfaitement possible de construire un système transmettant fidèlement toutes les fréquences de 30 à 10 000 p : s, c'est-à-dire dont les sons reproduits ne *peuvent pas être distingués* des originaux. Un tel système serait, paraît-il, en usage à l'Opéra de Berlin, pour transmettre la musique et les chœurs invisibles.

P. David.



LA FAMEUSE NOTICE 155

10.000 exemplaires
épuisés en deux mois

Devant le succès de cette première édition, nous faisons un nouveau tirage de notre notice technique sur l'emploi de nos appareils de mesures en T. S F.

Tout ce qu'on peut faire avec un milliampèremètre-voltmètre :

Contrôle et **dépannage** d'un poste

Mesure d'isolement de voltage, d'intensité, de batteries, courant plaque, courant grille, etc.

Mesure de lampes sans avoir besoin de tracer des courbes.

Cette Notice technique de vulgarisation vous sera envoyée gracieusement sur demande

aux Établissements CHAUVIN et ARNOUX, 186, Rue Championnet.

Ferix-vous présente

SON MATERIEL ALIMENTATION-PLAQUE

pour postes de 1 à 5 lampes

UTILISATION DU COURANT ALTERNATIF { 110-220 volts 40-60 périodes

SUPPRESSION des PILES ou ACCUMULATEURS pour la tension-pl que

oîtes complètes comportant toutes les pièces nécessaires au montage d'un tableau de tension-plaque.

Ces ensembles, livrés avec bande de garantie, comprennent :

ransformateur pour valve avec ou ns filament - Self de filtre à deux roulements - Rhéostat spécial secteur" - Support de lampe. | Bloc des condensateurs fixes nécessaires - Fil carré étamé - Bornes - Plan de montage grandeur d'exécution.

ainsi qu'une valve redresseuse soigneusement contrôlée :
it V 20 Fotos Grammont - soit V 70 Radiotechnique (Type Raythéon)
utes les pièces détachées de cet ensemble sont mises en vente isolément.

emandez la notice spéciale à :

F. VOLLANT, Ing.
Agent Général
Av. Trudaine - Paris (9e)

ÉTABLISSEMENTS
NDRÉ CARLIER
Rue Charles-Lecocq
- Passage Dehaynin)
PARIS (15e)

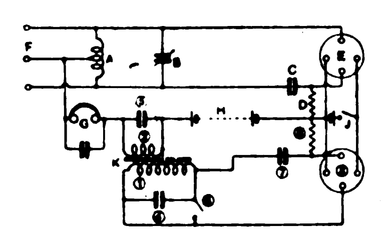
Graphos

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

MESURES

Description d'un ondemètre-hétérodyne de 10 à 20.000 mètres; F. M. COLEBROOK, *Exp. Wir.*; **4**, décembre 1927, 722-724. — L'article contient la description et les caractéristiques d'un appareil réalisé pour le Radio Research Board. Le montage (voir figure ci-contre) est du type Hartley, mais la production des oscillations est accompagnée d'une détection par la grille, ce qui occasionne une chute du potentiel moyen de grille et corrélativement une baisse du courant plaque. De plus la capacité de couplage



de grille est mise à la valeur la plus faible possible. L'amplitude des oscillations est ainsi réduite et dans ces conditions l'étalonnage de l'appareil est très peu sensible aux variations des tensions d'alimentations. Notons qu'une variation de tension plaque de 30 à 70 volts et une variation de tension de chauffage de 1,5 à 2 volts font varier la fréquence de moins de un pour mille. Il en est de même si l'on change la lampe contre une autre du même genre.

Outre cette constance remarquable, l'appareil présente comme caractéristique: 1° sa grande gamme; 2° son faible encombrement; 3° son pouvoir d'émettre aussi des ondes modulées à fréquence audible. Dans ce but, on a adjoint à la lampe oscillatrice une lampe modulatrice comme l'indique la figure.

L'article donne les détails de réalisation de l'appareil.

P. ABADIE.

L'exactitude et la permanence de l'étalonnage des condensateurs variables à air pour ondemètres de précision; W.-H.-F. GRIFFITHS, *Exp. Wir.*, **5**, janvier et février 1928, 17-24. — La précision d'un ondemètre dépend de la constance du condensateur et de l'exactitude de sa loi. On peut hésiter sur l'emploi d'une inductance fixe avec un condensateur variable ou de la combinaison inverse. La première méthode est préférable (malgré les difficultés d'ordre mécanique) à cause de la constance de l'amortissement. Il est alors nécessaire d'avoir un condensateur variable qui reste identique à lui-même malgré les jeux. Dans le type ordinaire, une lame mobile comprise entre deux lames fixes constitue deux petites capacités élémentaires qui sont en parallèle. Si les écartements respectifs sont d_1 et d_2, la capacité est proportionnelle à $\frac{1}{d_1 d_2}$. Elle varie donc si d_1 et d_2 varient ($d_1 + d_2$ étant constant) par suite d'un jeu axial. Des courbes montrent l'influence de ce jeu suivant les cas et, en particulier, de la symétrie initiale des écartements. D'autres courbes montrent l'influence des jeux sur la régularité de variation de la capacité en fonction de l'angle.

L'auteur a étudié un nouveau type dans lequel les capacités élémentaires sont en série et complémentaires. Les lames fixes sont réunies, de deux en deux, à chacune des deux bornes. Les lames mobiles, épaisses, modifient les écartements. Si d_3 et d_4 sont les écartements respectifs avec une lame mobile, la capacité est proportionnelle à

$$\frac{1}{d_3 + d_4}$$

donc indépendante de la variation des écartements. Le jeu n'a plus d'influence. Si d_5 est l'écartement des lames

fixes, la variation disponible sera :

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{d_5}{d_3 + d_4}.$$

Ce principe a cependant un inconvénient lorsqu'il y a plusieurs lames mobiles. La capacité de ces lames entre elles varie avec leur position angulaire puisqu'elle dépend de la surface des lames mobiles non engagée entre les lames fixes. Les équations qui donnent la capacité résultante sont faciles à établir; des courbes indiquent l'importance de l'erreur introduite par un déplacement axial; elle reste toujours cependant inférieure à celle des condensateurs normaux. L'auteur, pour éliminer totalement le défaut exposé ci-dessus, a imaginé de disposer des écrans circulaires entre les diverses lames, de sorte que la capacité parasite est détruite. La variation de capacité est très peu réduite. Diverses dispositions spéciales (construction et équilibrage des lames, blindage extérieur) complètent cette réalisation très soignée.

L'auteur termine en exposant les meilleurs indicateurs de résonance à employer : thermogalvanomètre au-dessus de 1000^m, voltmètre thermoionique en-dessous de 100^m, ainsi qu'une intéressante méthode de compensation de galvanomètre donnant une précision remarquable en association avec un détecteur.

DECAUX.

Note sur l'exactitude des condensateurs variables à air pour ondemètres; W.-H.-F. GRIFFITHS, *Exp. Wir.*, **4**, décembre 1927, 754-757. — L'exactitude d'un condensateur variable dépend de la précision de son étalonnement initial et de la façon dont il reste identique à lui-même. Différents facteurs influent sur la précision de l'étalonnement, en particulier le blindage, la qualité des roulements et les jeux. Les facteurs intervenant dans la conservation de l'étalonnage sont surtout la qualité des roulements et la précision du déplacement des lames, la rigidité mécanique. La précision d'une mesure est également déterminée par le nombre de points étalonnés et la facilité de réglage du déplacement. L'auteur examine ces diverses questions et montre que le pourcentage d'erreur varie avec l'angle de déplacement, sauf pour le condensateur logarithmique.

DECAUX.

RAYONNEMENT

Procédé pour la détermination de la hauteur effective d'une antenne réceptrice etc ; M. DIECKMANN, *Zts. Hochfr. Techn.*, **31**, mars 1928, 65-71. — Le principe est le suivant :

Soit une antenne réceptrice *Ar* et un émetteur éloigné E. L'antenne, parcourue par un courant induit, donne lieu à un rayonnement secondaire. Il est possible de placer un cadre, (muni d'un instrument de mesure) dans le voisinage, de manière à recueillir séparément et successivement, soit le champ direct venu de l'émetteur, soit le champ re-rayonné — De la comparaison des deux, on peut déduire la hauteur effective et le rendement de l'antenne *Ar*.

Le point délicat de la méthode est qu'on opère au voisinage immédiat de l'antenne. Or, le champ n'y est pas donné par les formules habituelles; l'auteur établit une formule spéciale déduite de la loi « de Biot-Savart », et la corrige par un facteur déterminé expérimentalement.

On ne peut dire à priori la valeur réelle pratique de la méthode. Elle est, en tous les cas, curieuse, et mériterait d'être essayée.

P. DAVID.

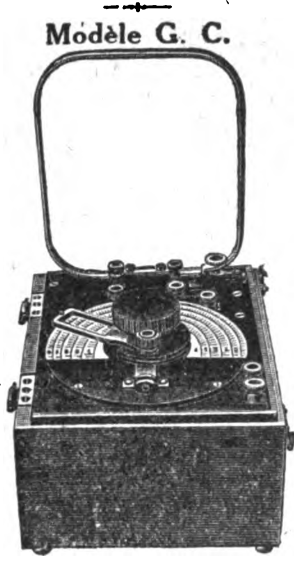
PROPAGATION

Sur l'étude de la propagation des ondes électriques, par les observations des usagers de la radio-diffusion ; F. KIEBITZ *Tel. und Fernspr. Techn.*, **16**, 1927, 337. — On étudie généralement la propagation des ondes électriques, en mesurant l'intensité du champ à diverses distances. Cela nécessite un équipement délicat manœuvré par des spécialistes.

L'auteur a imaginé une curieuse méthode, par laquelle on obtient des informations sur la propagation, au moyen d'observations très simples faites par les usagers de la radio-diffusion sans aucun appareil.

Voici le principe de cette méthode :

On réalise une émission « dirigée » au moyen de trois antennes horizontales assez longues, orientées à 120°



l'une de l'autre. La première est constamment alimentée par l'émetteur (modulé à fréquence musicale); les deux autres y sont alternativement connectées par des relais de telle sorte que la seconde transmette par exemple une suite d' « a » (. — . —. —) tandis que la troisième transmettra la contre-manipulation, soit une suite d' « n » (— . — . —)

Dans ces conditions, on voit facilement que l'espace environnant est divisé en quatre secteurs dans chacun desquels on entend exclusivement, soit les « a », soit les « n », tandis qu'aux limites de ces secteurs on entend un trait continu.

Si donc l'expérience est faite par un poste de radio-diffusion, et qu'un grand nombre des usagers fassent connaître, avec leur position exacte, le résultat de leur écoute, on peut totaliser ces informations sur une carte, tracer les limites des secteurs, et de leur position, de leur déformation, déduire des informations intéressantes sur la manière dont les ondes se sont propagées.

L'auteur rend compte d'un essai de ce genre effectué à Berlin. La propagation s'est montrée assez régulière, sous cette réserve que les ondes s'affaiblissent plus vite en franchissant les zones bâties, que sur celles non-bâties; cela peut être dû, soit aux bâtiments eux-mêmes et aux conducteurs électriques qu'ils renferment, soit aux nombreuses antennes réceptrices qui les surmontent.

P. David.

ÉMISSION

Sur l'entretien simultané de deux oscillations par un seul triode; H. Mogel, *Zts. Hochfr. Techn.*, **31**, février 1928 p. 33-48, mars 1928 p 72-84. — L'auteur a étudié et classé systématiquement tous les montages par lesquels on peut (volontairement ou non) obtenir avec un seul triode deux oscillations de fréquences différentes.

Pour chaque montage, il donne l'exposé de principe des conditions nécessaires, et des exemples de relevés oscillographiques.

En concluant, il semble dire que l'entretien simultané de deux oscillations par un seul triode, est toujours délicat et instable, donc difficilement utilisable pour l'émission modulée, la super-réaction, etc.

P. David.

Sur une méthode de production des ondes électriques très courtes au moyen d'étincelles à haute-fréquence; E Busse, *Zts. Hochfr. Techn.*, **31**, avril 1928 97 105. — On sait que les tubes à vide actuels ne permettent pas d'obtenir de puissances élevées sur des ondes de longueur inférieure à quelques mètres.

L'auteur a donc cherché à perfectionner l'ancienne méthode des ondes amorties. L'emploi d'un circuit fermé couplé au dipôle rayonnant; le choix des éléments et surtout de l'éclateur; l'alimentation de l'étincelle en haute fréquence par un poste émetteur de grande longueur d'onde, lui ont permis de rayonner une puissance de 50 watts sur l'onde 28,6 cm.

L'auteur décrit sommairement ses dispositifs de mesure de l'énergie rayonnée et de l'amortissement; il mentionne avoir obtenu sur l'onde 3m, en télégraphie, des portées de 20 km.

P. David.

RÉCEPTION

De l'influence d'une résistance élevée placée dans le circuit de plaque, sur la résistance de grille des tubes amplificateurs; E. Doring, *Zts. Hochfr. Techn.*, **31**, avril 1928, 116-120. — Dans les tubes mal vidés, existe un courant de grille inverse, dû à l'ionisation des molécules de gaz; il en résulte des irrégularités d'amplification et une tendance à l'accrochage.

Or, l'ionisation est proportionnelle à l'intensité du courant plaque; elle est donc très diminuée si l'on travaille avec de très faibles courants de plaque, comme c'est le cas dans les nouveaux amplificateurs où la résistance de couplage est de l'ordre du mégohm.

En plus de leurs avantages déjà connus, ces amplificateurs ont donc celui de pouvoir fonctionner avec des lampes mal vidées.

P. David.

Encyclopédie ou Catalogue ?

UNE MISE AU POINT

La presse radioélectrique a publié la semaine dernière un article passe-partout qualifiant de « Première Encyclopédie Française de T. S. F. » un livre récemment publié sous le titre de *Radio-Documentation*. Or, l'ouvrage en question n'est qu'un amalgame publicitaire de catalogues commerciaux.

Il y a quelque bouffonnerie et quelque mauvaise foi à faire passer un catalogue commercial pour une « œuvre encyclopédique » et une « documentation technique », ainsi qu'à prétendre que « les éditeurs ont voulu s'entourer des plus hautes compétences de la Radioélectricité et de la Radiotechnique ».

En créant une confusion entre un catalogue commercial et un ouvrage de vulgarisation technique. on décourage les sans-filistes plus avides de renseignements scientifiques que d'amphigourisme publicitaire et l'on nuit au développement de la radiophonie en discréditant les vrais techniciens.

Le signataire de l'article en question affirme « qu'il n'existait pas jusqu'à ce jour d'œuvre encyclopédique de T. S. F., c'est-à-dire d'ouvrage complet constituant un véritable dictionnaire ».

Or, il est patent que :

1° La radiodocumentation en question n'est ni un dictionnaire, ni une encyclopédie comme le prétend à tort l'intéressé et comme d'ailleurs les acheteurs qui ont été pris à cette annonce ont pu le vérifier.

2° Que depuis octobre 1926, la librairie Chiron a commencé la publication d'une *Encyclopédie de Radio*, qui elle, est bien un dictionnaire de haute vulgarisation technique.

L'éditeur de la radiodocumentation l'ignorait d'autant moins qu'il a copié textuellement dans cette *Encyclopédie de Radio*, p. 294 et 295 et sans autorisation de l'auteur, le tableau des stations de radiodiffusion et la carte de ces stations pour illustrer les pages 16 et 17 de ladite radiodocumentation.

Nous rappelons que *l'Encyclopédie de Radio* publiée par Michel Adam, ingénieur E. S. E., est un véritable dictionnaire encyclopédique de Radioélectricité, contenant 1.310 articles, qui donnent la définition, l'explication des termes techniques et leur traduction en anglais et en allemand.

Cet ouvrage de 360 pages de grand format (21 cm. × 27 cm.) renferme 1.480 figures, 150 abréviations et symboles, 2 planches de symboles schématiques, 19 tableaux et de nombreuses cartes.

E. Chiron.

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

MESURES

Un nouveau modèle d'ondemètre étalon secondaire; W.-H.-F. Griffiths, *Exp. Wir.*, **5**, juin 1928, 324-326. — La précision obtenue avec un ondemètre est plus grande si la capacité utilisée est importante, et l'on peut plus facilement réduire l'amortissement. L'auteur a étudié un circuit pour des ondes très courtes dont la capacité comporte un condensateur variable et deux fixes. Le blindage a été très soigné. Une difficulté se présente : les condensateurs ont eux-mêmes une inductance petite mais non négligeable. La longueur d'onde minimum obtenue de façon pratique est de 16 m. Pour descendre plus bas (10 m.) l'auteur a mis au point une inductance constituée par une sorte de collier de petites boucles qui sont toutes en parallèle. L'inductance est très petite et le décrément satisfaisant.

Decaux.

La comparaison des hautes fréquences par harmoniques au moyen de l'oscillographe cathodique; T. S. Rangachari, *Exp. Wir.*, **5**, mai 1928, 264-266. — Au lieu d'utiliser des courbes de Lissajous ordinaires ou distordues, il est préférable d'utiliser les méthodes de rotation du faisceau. De celles-ci, la plus simple est celle qui superpose les mouvements circulaires de haute et de basse fréquence. On obtient alors des courbes bouclées à comptage facile.

Decaux.

Une nouvelle méthode d'étalonnement des ampèremètres pour haute-fréquence; Herbert C. Hazel, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*; **16**, janv. 1928, 70-74. — L'auteur utilise un ampèremètre thermoïonique. Le courant à mesurer passe dans le filament (suffisamment petit pour supprimer l'effet de peau) d'un diode dont on mesure le courant de plaque. Le milieu du filament est à la terre. La plaque est très petite et loin du filament de sorte que la capacité est très faible. L'étalonnement se fait à 60 p : s. La sensibilité est énorme au voisinage de l'incandescence. On peut facilement mettre plusieurs tubes en parallèle.

L'appareil, vérifié par une méthode calorimétrique, est très exact même à une fréquence de 10.000 000 p:s.

Decaux.

PROPAGATION

Expériences et observations relatives aux régions ionisées de l'atmosphère; R.-A. Heising, *Proc. Inst. Rad. Ing.*, **16**, janvier 1928, 75-99. — Les expériences ont eu pour but de mesurer la hauteur de la couche réfléchissante, en enregistrant la différence de durée de propagation du rayon direct et du rayon réfléchi. Dans une première méthode, les émissions étaient des traits de 1/16 de seconde dans lesquels la fréquence variait de 4.000 p: s pendant la durée d'un trait. Les deux rayons reçus avaient une fréquence différente et donnaient des battements. La deuxième méthode utilise des tops très brefs à la fréquence d'environ 60 par seconde. Les oscillogrammes obtenus indiquent un ou plusieurs tops réfléchis. La concordance des anomalies avec l'existence du « fading » est évidente. La hauteur mesurée varie entre 250 et 4.000 km. Cette hauteur change souvent très brusquement.

Des courbes d'intensité reçues montrent l'influence de l'ionisation sur la propagation des ondes de 15 m., et que la région absorbante est la cause principale de la mauvaise propagation de jours des ondes de 200 m. Il est démontré que cette région est en dessous de la région réfractante et que les ondes doivent la traverser deux fois. L'auteur montre que les rayons ultra-

violets solaires produisent l'ionisation de la région absorbante et, en partie, l'ionisation diurne de la région réfractante. Cette ionisation commence à 25 km. et varie suivant l'heure et les saisons. Les particules β produisent, à une altitude plus élevée que la couche absorbante, une autre ionisation qui est prépondérante la nuit, par suite de l'absence d'ionisations électromagnétiques. Elle agit dans une partie de la même région que celle-ci et elle est très irrégulière.

DECAUX.

RÉCEPTION

La perte des notes élevées dans les amplificateurs à résistances; A. L. M. SOWERBY, *Wir. World.*, **22**, 19 février, 7 mars, 14 mars 1928, 213-216, 251-253, 285-288. — La première partie de cette étude montre l'influence des capacités parasites sur la distorsion dans les amplificateurs à résistances. Ces capacités sont les capacités internes des lampes et celle de la résistance de plaque. On peut ramener leur effet à celui d'une capacité équivalente unique shuntant la résistance. Dans ces conditions, à cause de la résistance interne, la tension aux bornes de la résistance extérieure varie en fonction de la fréquence, surtout si cette résistance est élevée. L'auteur a calculé des courbes donnant le pourcentage de perte sur la fréquence 5000 en fonction de R_a (résistance interne), R (résistance extérieure) et C (capacité équivalente).

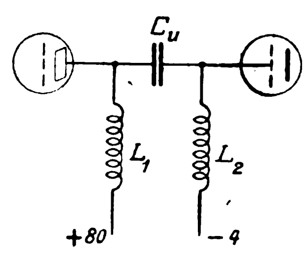
La deuxième partie donne le moyen de déterminer ces pertes en calculant R, R_a et C, R_a étant la valeur dans les conditions de fonctionnement, qui est nettement plus élevée que celle qui est indiquée par le constructeur (mesurée sans résistance extérieure). La capacité C est plus compliquée à évaluer. Les diverses capacités qui la composent, sauf la capacité grille-plaque de la 2ᵉ lampe de l'étage considéré, représentent à peu près toujours 25 μμF. Mais la dernière capacité (environ 7 μμF) produit un effet équivalent à celui d'une capacité μ fois plus grande située en parallèle sur les autres, μ étant le coefficient d'amplification de cette lampe. Lorsque μ est grand, cela conduit à des valeurs de C considérables.

La troisième partie est consacrée à l'exposé des résultats obtenus en pratique. Avec les lampes modernes à très grands μ et R_a et des résistances R élevées, les pertes à 5000 p : s peuvent atteindre 85 %. Elles seraient déjà de 30 % à 1000 p : s. L'auteur propose d'utiliser un amplificateur comportant un étage de plus, les valeurs de μ, R et R_a étant beaucoup plus faibles L'amplification par étage est plus petite mais l'amplification totale est plus grande et les pertes absolument négligeables. Avec les valeurs indiquées, la courbe d'amplification est plate entre 15 et 4000 p : s.

DECAUX.

Amplification basse fréquence avec couplage par selfs; H. KAFKA, *Zets. Hochfr. Techn.*, **31**, mars 1928, 87-90. — Le montage de la fig. a été suggéré par *Rowe* (Radio-News, août 1927).

L'auteur étudie ses propriétés et



montre que l'amplification peut être rendue constante pour toutes les fréquences supérieures à une fréquence donnée.

(Cela nous paraît d'ailleurs évident, le schéma en question étant celui d'une cellule de filtre passe-haut).

P. DAVID.

Le dernier étage d'amplification; *Wir. World.*, **21**, 30 novembre 1927, 739-742. — Deux qualités peuvent être recherchées (séparément ou ensemble) : permettre l'amplification sans distorsion de signaux très forts, donner un grand courant amplifié. Suivant les cas on a à choisir entre la lampe de petite puissance, celle de grande puissance, les lampes en parallèle ou en « push pull ». Les avantages et les inconvénients respectifs sont indiqués.

DECAUX.

Détection par la plaque et par la grille; A.-L. M. Sowerby. *Wir. World.*, **12**, 21 mars 1928, 309-312. — Une des raisons pour lesquelles la détection par la plaque n'est pas appréciée à sa juste valeur est qu'on l'utilise avec des impédances trop faibles dans le circuit de plaque. Au contraire la liaison par résistance est logique.

La détection par la grille diminue la sélectivité pour deux raisons: l'amortissement dû au courant de grille et la sensibilité exagérée aux faibles tensions. Il est ainsi difficile d'éliminer une station proche et puissante.

Si l'on effectue des mesures de sensibilité on s'aperçoit que pour des signaux un peu forts les deux systèmes sont équivalents. Si l'on considère la tension de basse-fréquence pour une modulation donnée, on constate que la détection par la plaque, prend rapidement l'avantage.

Les deux systèmes ont ainsi des utilisations bien distinctes.

Decaux.

Détection par la plaque ou par la grille?; A.-P. Castellain, *Wir. World*, **12**, 22 février 1928, 188-190. — L'auteur montre le principe, les avantages et les inconvénients des deux méthodes de détection. La détection par la grille est très sensible mais le courant de grille introduit un amortissement important qui peut diminuer son avantage. La détection par la plaque ne cause aucun amortissement si la polarisation est suffisante.

Decaux.

La qualité de la réception et la détection par la plaque, A.L.M. Sowerby, *Wir. World*, **12**, 25 janvier 1928, 87-90. — On dispose maintenant de haut-parleurs et d'amplificateurs permettant la reproduction fidèle de toute la gamme musicale. La détection est en général plus négligée; la détection par la plaque semble avoir une vogue croissante parce que des lampes adéquates sont apparues et parce que l'on a des tensions de haute-fréquence suffisantes.

Pour que la détection soit correcte, il faut utiliser une tension négative de grille importante et une grande résistance dans le circuit de plaque. L'auteur a réalisé un montage permettant d'étudier la détection à 50 p:s dans des conditions homologues de celles que l'on aurait à 10^6 p:s. Diverses lampes ont été essayées; les lampes à grande résistance interne ont un avantage marqué. L'auteur termine par des considérations sur les conditions de non-déformation des signaux détectés.

Decaux.

Calculs d'amplificateurs à résistances ; A.L.M. Sowerby, *Exp. Wir*, **5**, avril 1928, 201-203. — Ces calculs ont pour but de déterminer les conditions de non-distorsion pour un amplificateur de grande puissance. On détermine ainsi quelles doivent être la lampe et la résistance à employer pour rester dans les parties rectilignes des caractéristiques.

Decaux.

Pour éviter le passage de la haute-fréquence dans l'amplificateur de basse-fréquence; A.L.M. Sowerby, *Wir. World*, **22**, 1er février 1928, 117-118. — La méthode la plus simple consiste à disposer une résistance en série dans le circuit de grille de la première lampe de basse fréquence. Par suite de la présence de la capacité grille-filament, cette résistance produit une chute de tension croissant vite avec la fréquence. Il faut prendre une valeur telle que les notes musicales aiguës ne soient pas arrêtées. L'auteur donne des valeurs pratiques pour différentes lampes.

Decaux.

Détecteur amplificateur à couplage direct avec réglage automatique de la tension-grille; E.-H. Loftin et S.-Y. White, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, mars 1928, 281-286. — L'appareil décrit présente deux caractéristiques bien distinctes:

1° Montage d'amplificateur « à résistances » dans lequel une seule et même résistance R_1 est à la fois dans le circuit plaque d'un tube et dans le circuit-grille du suivant (fig. 1); chaque étage comporte en outre une pile B_1 de 4v.

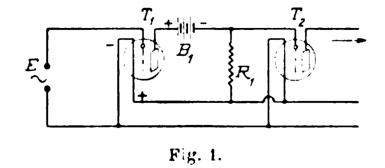
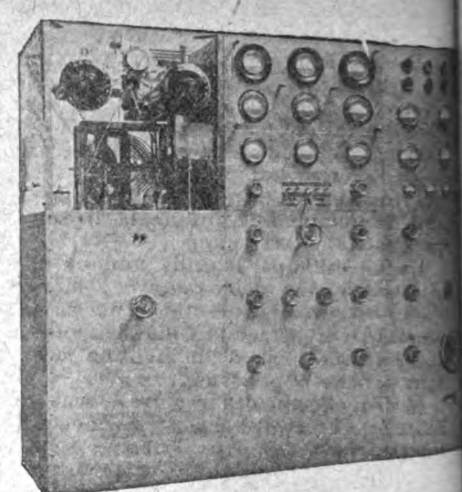


Fig. 1.





POSTE DE BROADCAST

2 Kilowatts

Etabliss. G. I. KRAEMER, 16, rue de Cha
ASNIÈRES

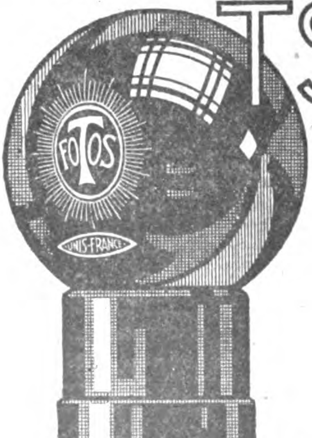


Téléphone : Wagram 86-72
Asnières 12-48
Asnières 12-49

RADIOFOTOS

LAMPE INCOMPARABLE POUR

TSF



4 VOLTS
6/100 AMPÈRE

Qualité irréprochable
Très faible consommation
Durée maximum
Prix modique

FABRICATION
GRAMMONT

Sous cette très faible tension-plaque, il n'y a aucune émission secondaire et aucun bruit microphonique.

2° Méthode de réglage automatique du potentiel de la première grille, en fonction du courant sortant de l'amplificateur.

Cette méthode consiste à faire passer le courant de sortie dans le filament d'un tube auxiliaire T 4 dont l'impédance interne forme l'un des bras du potentiomètre de grille (fig. 2).

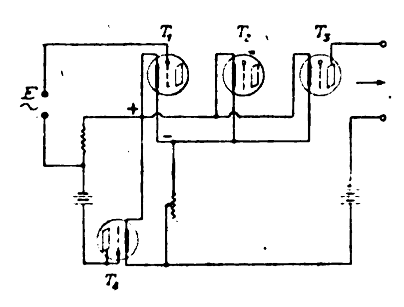


Fig. 2.

Ces nouveautés sont peut être intéressantes, mais l'article est beaucoup trop bref pour qu'on puisse les apprécier exactement. Souhaitons l'apparition prochaine d'une étude plus complète.

P. David.

Un système anti-parasite; E A Tubbs, *Exp. Wlr.*; **5**, juillet 1928, 378-379. — Le système décrit a été imaginé par le Dr Mc Cao brevet américain no 1459306) afin d'assurer la régularité du trafic commercial organisé par la *Federal Telegraph Co* entre les principales villes de la côte du Pacifique. Le schéma du système anti-parasite est sensiblement celui du modulateur symétrique de Carson. Si l'on fait abstraction de l'hétérodyne V, on voit que les signaux arrivant appliquent aux grilles des lampes 1 et 2 des FEM égales et de même phase; ainsi les courants dans P_1 et P_2 seront, eux aussi, égaux et en phase et, leur action sur S_1 s'annulant mutuellement, aucun courant ne sera induit dans le circuit S_1C_3.

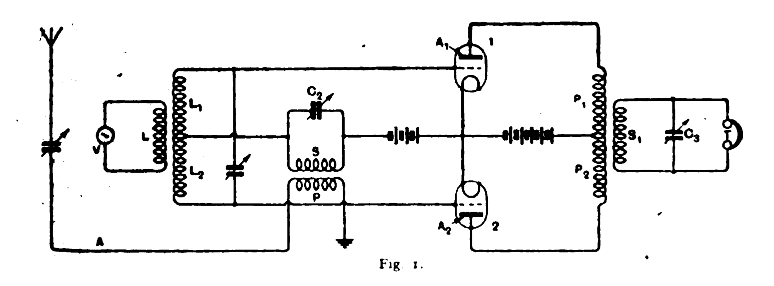


Fig. 1.

L'action de l'hétérodyne V a pour but de détruire cet équilibre, en appliquant aux grilles des lampes 1 et 2 des FEM opposées et alternatives. Ainsi pendant la demi-période de V qui rend positive la grille 1, le courant dans P_1 sera plus intense que dans P_2 et *vice-versa*. On trouvera donc dans S_1 les signaux modulés à la fréquence de V. Pour la réception en graphie on peut accorder V sur une fréquence différente de 1 000 p:sec. de celle des signaux reçus; pour la phonie on peut augmenter la différence afin d'obtenir dans S_1 une fréquence inaudible et de se servir ainsi du système comme premier détecteur de superhétérodyne.

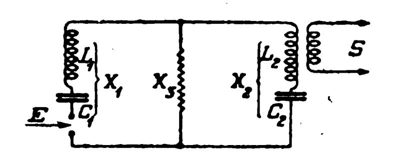
Mais on sait que, dans la réception avec hétérodyne, lorsque l'amplitude des oscillations locales est inférieure à celle des signaux, l'amplitude des oscillations résultant de l'interférence, est plus ou moins proportionnelle à celle des oscillations locales, ainsi peut-on donner au couplage entre L et L_1L_2 une valeur telle que toute perturbation parasite, même la plus violente, ne provoque pas dans S_1 de courants plus intenses que ceux provoqués par les signaux. Il est évident que le rapport (parasites)/(signaux) étant rendu $\leqslant 1$, la lisibilité des signaux est assurée. Dans un appendice, l'auteur donne une analyse mathématique du système.

E Aisberg.

La réception radiophonique sans distorsion, etc F.-K. VREELAND, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, mars 1928, 255-280. — La réception radiophonique exige, pour être exempte de distorsion, la reproduction uniforme d'une large bande de fréquences : environ 6.000 à 10.000 p : s de chaque côté de la fréquence porteuse.

Les circuits sélectifs ordinaires ont une courbe de résonance beaucoup trop pointue pour satisfaire à cette condition ; aussi affaiblissent-ils notablement les fréquences élevées de la modulation.

L'auteur a imaginé une combinaison



à double résonance (fig.) comprenant deux circuits résonants $X_1(L_1C_1)$, $X_2(L_2C_2)$ en série, avec une réactance X_3 en pont.

Cette combinaison donne une courbe de résonance presque rectangulaire, analogue à celle d'un filtre de bande.

Elle peut être employée, soit isolément, soit en association avec des amplificateurs dont les étages, systématiquement désaccordés, procurent, eux aussi une résonance analogue.

L'auteur ne donne aucune formule précise de rendement ou de construction de son appareil.

P. DAVID.

La lampe à grille-écran en comparaison avec le triode ; JOHN HARMON, *Wir. World.*, **12**, 8 février 1928, 143-145. — Cette étude passe en revue les divers systèmes d'amplification à résonance en haute-fréquence, en montrant l'amplification en volts et la sélection obtenues. Le montage à circuit de plaque accordé et amorti donne une amplification de 4 et une sélection infime. S'il est neutralisé, on peut obtenir 17 et la sélectivité est passable. Le meilleur résultat avec des triodes est obtenu avec un transformateur élévateur neutralisé à secondaire accordé ; on obtient ainsi 38 et une sélection excellente. La lampe à grille-écran grâce à son coefficient d'amplification et sa résistance interne très élevés, permet d'atteindre facilement 50 ou 70. La neutralisation et le transformateur sont inutiles, mais la sélection est un peu moins bonne. Si l'on fait osciller la lampe détectrice qui suit la lampe à grille-écran, il n'y a aucune radiation dans l'antenne.

DECAUX.

MATÉRIEL

Le « Frenotron » ; *Exp. Wir.*, **5**, avril 1928, 214. — Cet article, reproduisant une étude d'une revue autrichienne, signale un nouveau tube à vide détecteur contenant une petite plaque supplémentaire formant diode. Ce diode est connecté aux bornes du circuit oscillant et permettrait d'obtenir une détection proportionnelle à la tension et non à son carré.

DECAUX.

Courbes caractéristiques des tétrodes ; N. R. HALL., *Exp. Wir*, **5**, avril 1928, 198-200 — L'auteur a classé les différentes courbes en groupes distincts ; il montre l'influence des diverses tensions et définit les constantes de la lampe.

DECAUX.

Hauts parleurs à grande puissance et à grand rendement ; C.-R. HANNA, *J. Am. Inst. El. Eng.*, **47**, avril 1928, 253-257.

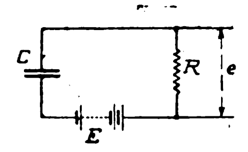
L'auteur rappelle les formules générales permettant d'établir rationnellement les éléments d'un haut-parleur : diaphragme, bobine motrice, pavillon. Il les applique au casd'un haut-parleur de très grande puissance et de rendement élevé, et décrit sommairement le modèle qu'il a réalisé.

Comme, pratiquement, on ne peut obtenir à la fois une grande puissance dans les fréquences graves et un bon rendement aux fréquences élevées, il suggère d'employer plusieurs haut-parleurs simultanément, en leur associant des selfset des capacités de manièreque leurs gammes se complètent et que la fidélité de l'ensemble soit satisfaisante.

P. DAVID.

Analyse d'un montage de condensateur microphonique ; J. JAKOWLEFF, *Zets. Hochfr Techn.*, **31**, mars 1928, 85-87. — Ce montage est donné par la figure.

Les variations de la tension e étant en raison inverse de celles de c, qui sont elles-mêmes en raison inverse du



déplacement des armatures, le calcul montre finalement qu'il n'y a pas de distorsion.

P. David.

Un nouveau type d'accumulateurs à plomb et amalgame de zinc; G. Goubarev, *Radio-Ljubitel.*, **5**, 1928, 156-157. — L'accumulateur imaginé par l'auteur a pour anode une plaque de plomb ordinaire et pour cathode l'amalgame (liquide) de zinc en proportion de 3,5 à 4 °/₀. L'électrolyte est le même que dans les accumulateurs à plomb ($H^2 So^4$ à 22° B.). L'amalgame se trouve au fond du récipient et la plaque de plomb est maintenue à une faible hauteur par dessus, au moyen d'un support isolant. Une couche de 1 cm. d'huile de paraffine couvrant l'électrolyte contribue à absorber toutes les impuretés de celui-ci. La formation de l'accumulateur est terminée après 10 cycles de charges et décharges successives quoique la capacité continue encore à croitre pendant le travail. Au bout du 50e cycle elle atteint 20 Ah par 1 dcm² de surface de cathode. La quantité de l'amalgame influence, elle aussi, la capacité : 100 gr. de l'amalgame donnent environ 3,5 Ah. La tension aux bornes est de 2,5 à 2,8 V. L'usure de l'anode est très faible : 1 mm. de l'épaisseur pour 250-300 cycles.

Au point de vue exploitation, le nouvel accumulateur présente beaucoup d'analogie avec celui à fer et nickel. Il est capable de débiter les plus grandes intensités et supporter même un court-circuit prolongé (malgré sa faible résistance interne). Il se conserve parfaitement étant déchargé. L'auteur se sert avec succès d'un tel accumulateur depuis 4 ans et plus de 400 amateurs l'ayant construit en sont satisfaits.

E. Aisberg.

DIVERS

Sur le fonctionnement des filtres placés entre deux résistances ohmiques; R. Feldtkeller. *El Nachr. Techn*, **5**, avril 1928. p. 145-160. — Soit un générateur de résistance intérieure R. débitant dans une résistance pure de même valeur R.

Si l'on intercale entre les deux un filtre, le courant change dans le récepteur. Le logarithme du rapport des courants mesure « l'affaiblissement en service » (Betriebsdämpfung) du filtre.

L'auteur établit des abaques permettant de déterminer facilement cet affaiblissement, tant dans la zone de filtrage que dans la zone atténuée, en fonction de la fréquence. Il se borne au cas des filtres de résistances négligeables et considère surtout les filtres simples homogènes, c'est-à-dire formés de une, deux ou trois cellules identiques. Cependant pour terminer il envisage le cas d'un filtre avec terminaison spéciale pour régulariser le courant (d'après Kupfmuller) et montre la grande amélioration ainsi obtenue.

(P. David)

BIBLIOGRAPHIE

Taschenbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie; F. Banneitz — J Springer, Berlin 1927. — Ce manuel condense, en douze cents pages environ, une véritable encyclopédie. On y trouve non seulement toute la radiotechnique : appareils, montages, mesures, lois de propagation etc.., mais encore des compléments en mathématiques, physique générale, en législation, des lexiques, des renseignements de tous genres sous forme de tables et d'abaques.

Les divers chapitres ont été confiés à des spécialistes distincts. Il en résulte évidemment un certain manque d'homogénéité : d'autre part nous avons été surpris, en quelques endroits, par des lacunes bibliographiques étranges.

Mais cette réserve faite, l'ouvrage constitue au point de vue pratique, et par la masse de documents accumulés, un instrument de travail de premier ordre.

P. David.

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côte des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Sur quelques points de la théorie des transmissions télégraphiques ; H. NYQUIST. *Journ. of. A. I. E. E* **47**, mars 1928, 214-216. — Le résumé publié dans le *Journ. of. A. I. E. E*, est trop bref pour être compréhensible.

Dans le texte intégral de la communication, on trouve une suite de réflexions sur la nature des signaux télégraphiques et leur distorsion au cours de la transmission. — L'auteur les décompose en série de Fourier, et montre quelles sont les déformations acceptables, suivant que le dispositif récepteur est sensible à l'amplitude maximum, aux variations d'amplitude, ou à l'amplitude moyenne.

Il effleure également les questions de correction du signal à l'émission, de transmission sur une seule bande, d'interférences, etc

Les calculs sont donnés par neuf appendices.

Le travail est purement théorique et n'aboutit à aucune conclusion.

P. DAVID.

Etude des oscillations entretenues ; A LIÉNARD. *R G. E*, **23**, 26 mai 1928, 901-912 et 2 juin 1928, 946-954. — Dans une note publiée dans les « Annales des postes, télégraphes et téléphones », M. P Janet a attiré l'attention sur l'intérêt que présente l'étude d'une certaine équation différentielle qui régit plusieurs phénomènes physiques oscillatoires entre autres, arc chantant, lampes à plusieurs électrodes, etc. Poursuivant l'étude entreprise par d'autres savants, l'auteur donne une solution graphique simple de l'équation, montre que, dans les cas très généraux, le régime oscillatoire qui peut se produire est unique et indique des procédés d'évaluation par excès ou par défaut de l amplitude des oscillations ainsi qu'une limite inférieure de sa durée.

Appareils pour calcul de vecteurs ; WEINBACH (M. P.), J.A.I.E.E., **47**, mai 1928, 336-340. — Dans l'étude de problèmes relatifs aux courants alternatifs, il est souvent nécessaire de transformer des quantités vectorielles prises sous la forme exponentielle ou polaire, en quantités complexes ou inversement. Ce papier qui est un résumé d'une communication de l'auteur, décrit :

1° un dispositif au moyen duquel ces transformations sont opérées mécaniquement ;

2° un dispositif au moyen duquel les quantités vectorielles mises sous la forme exponentielle peuvent être ajoutées ou retranchées sans une conversion préliminaire en quantités complexes ;

3° une règle à calcul avec échelles trigonométriques ou hyperboliques disposées de telle sorte que la transformation des quantités vectorielles d'une forme à une autre ou l'évaluation de fonctions trigonométriques ou hyperboliques de variables complexes peuvent être obtenues avec rapidité par un mécanisme analogue à celui de la règle à calcul ordinaire.

P. ABADIE.

MESURES

Détermination précise des fréquences ; J.-W HORTON et W. A. MARRISON, *Proc. Inst Rad. Eng*, **16**, février 1928, 137-154. — L'article décrit les dispositifs utilisés pour avoir des étalons de fréquence ayant une constance de fonctionnement la plus grande possible. Le premier consiste en un diapason entretenu électriquement et placé dans des conditions éliminant l'influence des causes extérieures ; ce diapason commande un moteur synchrone qui inscrit le nombre de vibrations par un mécanisme analogue à celui d'une horloge. Pour mesurer à

Voici les gagnants du Concours TUDOR

Dans sa séance du 5 Juillet, le Jury a établi, comme suit, les réponses aux 3 questions du Concours :

1re QUESTION rép^se : 95 fois (1)

2e QUESTION rép^se :	P	D	N	T	E	A	G	V	I	B
3e QUESTION rép^se :	100	93	86	85	78	67	60	55	18	13

Prix
1er Mme Hureaux, 63, r. des Bois, Brou-sur-Chantereine (S.-et-M.).
2e M. Paul Bruère, Vernantes (Maine-et-Loire).
3e Mlle Ang. Vuillemin, 9, Q. de la Biblioth., Lyon.
4e Mme Liban, 54, r. du Chât.-des-Rentiers, Paris.
5e M. R. Blondeau, 110, r. du Ménil, Asnières (S.).
6e M. R. Vibert, 72, r. de la Républ. Albertville (S.).
7e M. P. Bruere, 6, r. du Bouquet-de-Longchamp, Paris (16e).
8e Mlle Cath. Campion, 8, rue Lemoine, Nancy.
9e Mlle Anne Bader, 241, r. St-Jacques, Paris.
10e M. Georges Paget, 10, Quai Boyé, Epinal.
11e Mme L. Platteau, 181, r. de Paris, Taverny (S.-O.)
12e M. P. Bendele, 17, r. du Val-d'O., St-Maurice (S.)
13e M. G. Sabrousset, Av. Monier, Pornichet (L.-I.)
14e Mme Glandard-Grizeby, 227, r. Vaugirard, Paris (15e)
15e Mlle Val. Roullier, 14, r. Clém.-Marot, Paris (8e).
16e M. Claude Legonaille, 4, rue Lécuyer, St-Brieuc.
17e Mme P. Martin, 15, avenue de Laon, Soissons
18e M. Marcel Helias, 70, rue Monge, Paris (5e).
19e Mlle Lucienne Cau, 17, rue des Glacis, Nancy.
20e Mme René Vende, 3, rue de Morville, Coutances.
21e Mlle Gisèle Mathieu, 54, rue de Mons, Maubeuge.
22e Mlle Marie Jadot, 5, rue d'Aubilly, Charleville.
23e M. Raoul Martin, 53, av. Paul-Auguste, Paris (11e).
24e M. Auclair, 7, place St-Jean, Nancy.
25e M. Pitier, 310, rue de Charenton, Paris (12e).
26e M. A. Viala, Pharm., rue Henri-IV, Castres.
27e Mme S. Wolf, 74, r. Jean-Jaurès, Bois-Colombes (S.)
28e M. A. Perriot, 67, av. Jean-Jaurès, Drancy (Seine).
29e M. E. Dupuis, Famechon p. Pas en-Artois (P.-d.-C.)
30e M. Herbeaux-Hermence, 8, r. des Cordeliers, Laon.
31e M. Ed. Vasseur, rue Lambrecht, Lallaing (Nord).
32e Mlle J. Blanc, 54, r. Clamart, Châtillon-s.-B. (S.)
33e Mlle M. Robelet, route de Marchon, Oyonnax (A.).
34e Mme Vve Benhaim, 38, boul. Marceau, Oran.
35e Mlle M.-L. Trichet, 37, rue des Ecoles, Laon (A.).
36e Mme Vinot, Pap. Moulin-Pelgos, St-Junien (H.-V.).
37e Mlle Marg. Souker, 39, route de Genas, Lyon.
38e M. André Bachimont, 36, rue Boileau, Paris.
39e M. J. Loiseau, 31 ter, rue de Sèvres, Clamart (S.).
40e M. Bernard Caenens, 92, rue St-Bertin, St-Omer.
41e M. Léon Claudel, La Bresse (Vosges).
42e M. V. Cellier, 21, rue Montlosier, Clerm.-Ferrand.
43e M. Albert Debliquy, 66, rue d'Ypres, Armentières.
44e Mlle Eva Dunoyer, 11, r. E.-Deschanel, Paris (16e).
45e Mme Ll Prudhomme, 75, pas. Bereult, Graville-Havre (Seine-Infér.).
46e M. G. Papin, 13, rue Jean-Bausire, Paris (4e).
47e M. R. Cecire, 36, r. de la Républ. Oisel (S.-I.).
48e M. R. Berjon, rue de la Pile, Neufmanil (Ard.).
49e M. T. Hugueny, 27, rue Porte St-Jean, Orléans.
50e M. Devaux, 18, rue Proudhon, Besançon.
51e Mme M. Jacquelinet, 4, r. Ch.-Briffaut, Dijon.
52e Mme H. Guillot, rue Ampère, Soissons.
53e Mlle H. Houson, 38, rue Porte-Crouy, Soissons.
54e Mme P. Girard, Raon-l'Etape (Vosges).
55e M. Jean Simon, Ec. d'Arts et Métiers d'Angers.
56e M. Louis Feuillée, « Le Crucifix », Chemin Haut-des-Grouëts, Blois.
57e M. Roger Cantin, r. de la Gare, Etaples (P.-d.-C.)
58e Mme Mourier, 12, Square Delambre, Paris.
59e M. J. Geminel, 42e B. du Génie, 61e Cie, S. P. 77.
60e Mme Vve Voisin-Largillière, 22, r. Jean-Jaurès, Mons-en-Barœul (Nord).
61e Mlle M. Francomme, 72, r. de Chambry, Vaux-s.-L.
62e M. Renault Francomme, rue de Chambry, Laon.
63e M. Léon Lantenoy, 1, r. de Laniscourt, La Neuville-s.-Laon.
64e M. Henri Francomme, 45, rue Vinchon, Laon.
65e Mlle Yvonne Beauvais, 45, rue Vinchon, Laon.
66e Mlle Gaulaz, 5, rue Princesse, Paris.
67e M. Charle Hubeau, 138, r. Defrance, Vincennes.
68e M. P. Henry, 35, r. de l'Alma, Courbevoie (S.).
69e M. Emmanuel Forestier, Septmoncel (Jura).
70e M. M. Gallois, 11, rue Berthezène, Alger.
71e M. Maur. Faure, 5, rue St-Médéric, Versailles.
72e M. Jean Fornallaz, 87, quai Bérigny, Fécamp.
73e M. R. Duchemin, 4, pl. du Marché-aux-Bal., Rouen.
74e M. Marcel Lichty, 15, rue Diderot, Rouen.
75e M. Pierre Bonic, 7, rue Gambetta, Mortin
76e M. Eugène Roux, 3, r. Aug.-Bartholdi, Pari
77e M. Alfred Arfeuillère, Tarnac (Corrèze)
78e M. Paul Gauthier, Villeneuve-les-Bordes (S.
79e M. Charlay-Duchesne, 9, r. Waldeck-Rous
80e Mlle J. Vinot, Moulin Pelgros, St-Junien
81e Mlle S. Brisset au Bourg, Bellou-en-Houl
82e M. Roland Martin, 92, b. Victor-Hugo, Clich
83e M. Jacques Loy, 45, rue de Paris, 20, cité N. Clichy (Seine).
84e M. Jean Grel, 49, rue Juliette-Récamier, L
85e M. Joseph Cattin, 43, av. de la Républ.
86e M. Maurice Collignon, 2, r. Brown-Séquard
87e M. Taragonet, 66, boul. de l'Hôpital, Pari
88e M. P. Thomas, Le Vivier, par Chives (Ch.
89e M. Henri Descoins, Aleu (Ariège).
90e M. A. Descamps, rue Boucher-de-Perthes
91e Mlle Eug. Emery, 46, Grande-rue-de-Vaux
92e Mlle Yvonne Minerat, Epaignes (Eure).
93e M. Guy Esnoul, Ur-les-Escaldes (Pyr.-Or.)
94e Doct. André Porte, 4, place Ste-Barbe, Au
95e Mlle E. Andrieux, 137, r. de Versailles, B
96e M. G. Montier, 9, pl. de la Gare les-Vallées C. (Seine).
97e Mlle Eva Andrieux, 57, rue Saint-Michel
98e Mme A. Diederichs, 41, Gr.-Rue, Jallieu
99e M. A. Gabrat, 12, rue Forosan, Clerm.-F
100e Mlle A. Rouy, 14, r. du Petit-Chantier
101e M. René Gentil, La Balme-les-Grottes
102e M. Edmond Colombo, Chemin Laperlier
103e M. Serge Louis, rue du Parc, St-Florent
104e M. G. Lacour, 5, Al. des Chênes, Clich
105e M. Chvidchenko, 73, rue de Paris, Villeta
106e Mme Maugin, 10, av. de Compiègne, Verb
107e M. Achille Pichio, 9, avenue Laumière, P
108e M. Potel-Dalon, Camelin et Le Fresne
109e Mme Georges Grosjean, Chancenay (Hte-M
110e M. F.-A. Coutelas, 3 bis, av. de Str. Coul
111e M. Henri Galimard, 3, rue Turgot, Dijon
112e M. A. Lajous, Lieut., Parc d'Artillerie de Miramas (Bouches-du-Rhône).
113e M. Jean Dumand, 40, rue Brûlée, Reims
114e M. H. Troquet, 17, rue Berthereau, Coul
115e Mme Vve Blanchet-Pailloux, Marsat (P.-
116e M. C. Lepinay, 23, rue Lionel-Royer, L
117e M. André Pointeau, 16, rue du Hasard, V
118e Mlle M. Mo-dier, Laines-aux-Bois, p. St G
119e Mlle M. Chenu, 3 r. Nouvelle-de-Bagn Ca
120e Mlle Fevre, 3, rue des Prêtres, Versaill
121e M. Louis Legros, Méc. P.-L.-M. Chagny
122e M. Christ. Le Dez, rue Thiers, Redon
123e Mme L. Garat, 13, rue Cujas, Paris.
124e M. H.-L. Lefèvre, 8, r. d'Amiens, Boul
125e M. J. Desablin, r. de Lannoy, 21, Fort Roubaix.
126e M. L. Bourgeois, 3e Cie (DCA), Fort de ville par Cherbourg.
127e M. Roger Mantran, 3, rue Couval, Epin
128e M. A. Havet, 15, r. Villebois-Mareuil,
129e M. Gosset, 46 bis, rue des Maraîchers,
130e M. Paul Ruelle, 16, rue de la Madelein
131e Mme J. Trouillet, 15, rue Méjanel, Ma
132e M. Robert Trouillet, 15, rue Méjanel, M
133e M. L. Tardivont, 92, bd. Victor-Hugo Cl
134e M. Auguste Martin, 15, avenue de Laon, S
135e M. Decaudin, Cauléry, par Ligny (Nord)
137e Mme Thierry-Queré, rue de l'Yser, Guin
138e M. G. Deloche, 28, quai de la Bataille
139e M. R. Voisard, 11, r. des Grav. Valentien
140e M. P. Moser Fils, 14, r de la Montagn Forb
141e M. Gaston Condette, 3 ter, rue d'Ornay,
142e M. Pierre Porte, 8, rue des Cordeliers,
143e M. Pichory, 76, cité Halvèque, St-Joseph
144e M. L. Quil, Café, rue Thiers, Raon-l'Etap
145e Mme Vve L. Potart, 2, r. du Ch.-de-F
146e Mme R. Duuége, rue du Jardin-de-l'Arc
147e M. Louis Duuége, rue du Jardin-de-l'Ar
148e Mlle M. Barbier, 8, r. G.-Clémenc. St Ma
149e Mme Lefèvre-Droussent, 8, rue d'Amien logne-sur-Mer.
150e M. Clém. Brousse, Ing., 47, boul. Car

(1) Quelques publications ayant composé un texte sous notre annonce du Concours, certaines réponses

partir de cette fréquence, des fréquences plus élevées, on utilisait la méthode classique des harmoniques. Mais l'utilisation des fréquences plus élevées a conduit à modifier le système précédent de façon à avoir une fréquence étalon beaucoup plus élevée Dans le nouveau dispositif, on part d'un oscillateur à haute fréquence (50.000 cycles) commandé par quartz ; l'article donne les détails de réalisation de façon à assurer une stabilité de fonctionnement très grande. On obtient un sous-multiple de cette fréquence et on peut ainsi commander un moteur synchrone spécial qui tourne à la vitesse de 50 tours par seconde et reliée au système compteur précédemment indiqué. On peut ainsi obtenir une mesure précise de la fréquence de l'oscillateur à 50.000 cycles. Le temps pendant lequel ce dernier dispositif a été en service ne permet pas d'affirmer la stabilité obtenue. Cependant des comparaisons semblent indiquer des variations inférieures à $1/10^7$. Les auteurs concluent en disant qu'il semble que dans un avenir prochain on pourra mesurer rapidement une fréquence avec une erreur inférieure à un dix-millionnième. P. ABADIE.

Une méthode précise pour la mesure des hautes fréquences; Charles BAYNE AIKEN, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, février 1928, 125-136. — La méthode repose sur l'action d'un circuit oscillant couplé à un oscillateur à triode. On fait battre les oscillations de ce dernier avec celles d'un autre oscillateur stable et on se règle au silence Si on couple convenablement un circuit oscillant (un ondemètre par exemple) au premier oscillateur, les battements réapparaissent quant on fait varier la longueur d'onde propre de ce circuit, s'éteignent quand on passe à l'accord, réapparaissent quand on continue à manœuvrer la capacité dans le même sens. On a donc un moyen excessivement précis d'amener en coïncidence la fréquence propre du circuit oscillant et la fréquence d'un oscillateur, donc par suite de comparer deux contrôleurs.

L'auteur expose longuement la théorie classique de l'action d'un circuit oscillant sur un oscillateur à lampes ; il cherche ainsi les conditions dans lesquelles il convient de se placer pour obtenir de bonnes mesures (1).

P. ABADIE.

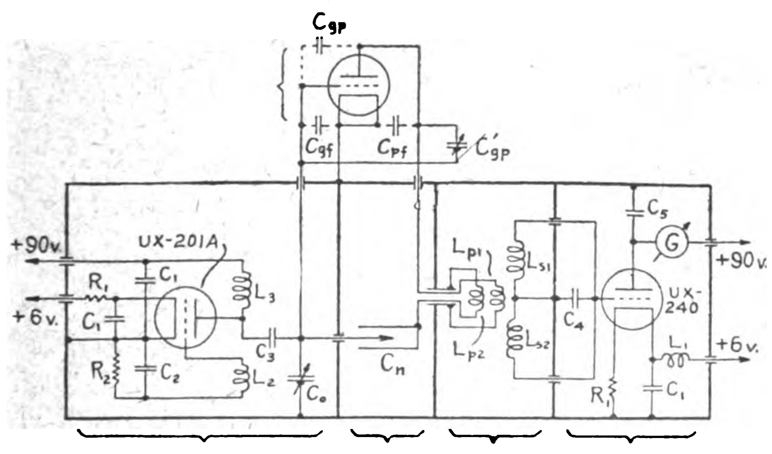


Fig. 1.

Mesure des capacités internes d'un triode par un système de compensation à transformateur; HAROLD. A. WHEELER, *Proc. Inst. Rad. Ing.*, **16**, avril 1928, 476-481. La méthode imaginée par l'auteur est basée sur les propriétés d'un montage neutrodyne ainsi qu'on s'en rend bien compte par l'examen du schéma ci-contre, où la partie supérieure représente le tube à l'essai, la partie droite un oscillateur, la partie gauche une lampe détectrice. Lorsque la capacité C_{gp} = la capacité C_n, (voir figure 1) la

(1) Cette méthode a déjà été utilisée depuis longtemps en France par M. Bedeau, notamment pour la mesure des capacités par différence.

tension induite dans le secondaire L_{s1}, L_{s2} est nulle. La capacité variable C_v a été réalisée à l'aide de deux tubes cylindriques coulissant l'un dans l'autre : l'article contient les détails de réalisation, ainsi que ceux du transformateur de couplage à la lampe détectrice.

Moyennant certaines précautions, l'auteur estime que la précision d'une mesure peut atteindre 1 o/o. Comme avantages, la méthode présente entre autres celui d'être une méthode de zéro ; elle ne nécessite donc pas d'appareils de lecture précis et les résultats ne sont pas influencés par des variations des tensions d'alimentation. D'autre part, il est inutile d'avoir une fréquence bien fixe à l'oscillateur. Enfin, les mesures sont rapides et l'appareil ainsi réalisé présente un encombrement réduit.

P. Abadie.

Pont pour la mesure des admittances internes des tubes à vide ; E. T. Hoch. *Proc. Inst. Rad. Ing.*, **16**, avril 1928, 487-493. — L'auteur indique la réalisation d'un pont de Campbell en vue de la mesure des admittances internes d'un triode. Il donne la méthode à suivre dans une mesure et les précautions qu'il convient de prendre. La fin de l'article contient les résultats expérimentaux obtenus sur différents tubes américains. Les mesures ont été faites à l'aide de courant alternatif à 1 000 cycles ; l'auteur croit les mesures possibles avec des courants radioélectriques, à condition de soigner les différentes parties du pont.

P. Abadie.

Pertes à haute fréquence dans le diélectrique d'une bobine à une seule couche ; W. Jackson, *Exp. Wir.*, **5**, mai 1928, 255-258. — Les résultats de mesures de résistances à haute fréquence de bobines à une seule couche, ont toujours différé notablement des valeurs déduites de l'application de la formule donnée par Butterworth (*Exp. Wir.*, **3**, avril-mai et juillet 1926), formule déduite de considérations théoriques. L'auteur a voulu vérifier si cette divergence était due aux pertes dans le diélectrique entourant le fil. Pour cela, il a construit une bobine en fil nu et comportant en vue de sa rigidité une quantité de diélectrique absolument négligeable ; il a comparé la résistance d'une telle bobine avec celles de bobines identiques, mais où l'isolant entourant le fil était de la soie et de l'émail et le support de l'ébonite, du mica, etc. Les valeurs calculées étaient encore supérieures aux valeurs calculées, mais si l'on tient compte des pertes introduites par le condensateur destiné à l'accord, on obtient une très bonne concordance des résultats de l'expérience et du calcul.

P. Abadie.

RAYONNEMENT

Etude de la répartition d'un champ radioélectrique dans Philadelphie ; Knox Mellwain et W.-S. Thompson, *Proc. Inst. Rad. Ing*. **16**, février 1928, 181-192. — Les auteurs ont entrepris des mesures de rayonnement de la station d'émission de radio-concerts WFI à travers Philadelphie et des environs immédiats. La méthode utilisée est en principe la même que celle de Bown, Englund et Friis (*O. E.*, Analyses, sept. 1923, 550). Les appareils étaient installés dans une voiture automobile. Les auteurs indiquent la conduite d'une mesure ainsi que les principales difficultés rencontrées.

En résumé, des lignes d'égale intensité furent reportées sur une carte de la région ; ce report fit ressortir la présence de plusieurs « ombres » et d'une aire dans laquelle l'intensité du champ était considérablement plus grande que dans le voisinage. Pendant les deux années que durèrent les mesures, les conditions de répartition à travers la ville restèrent pratiquement constantes, à l'exception d'une « ombre » nouvelle et très grande due à un immeuble récemment construit près de la station d'émission.

P. Abadie.

RÉCEPTION

Amplificateurs à transformateur accordé ; R. S. Glasgow, J.A.I.E.E., **47**, mai 1928, 327-331. — Dans cet article qui n'est qu'un résumé d'une communication faite par l'auteur, ce dernier refait la

C'est sur la distance qu'on juge un appareillage de Moyenne Fréquence.

théorie classique d'un étage amplificateur constitué par un triode associé à un transformateur à secondaire accordé. Moyennant certaines hypothèses destinées à simplifier les calculs, il retrouve les résultats connus quant à la détermination du couplage optimum entre le primaire et le secondaire, de l'amplification maximum, etc. L'article contient des courbes donnant la variation de l'amplification avec la fréquence en se plaçant dans les conditions optimums, la variation de l'amplification et de la sélectivité avec différents tubes, etc. La fin donne quelques schémas de montages neutrodynes destinés à éviter les accrochages.

P. Abadie.

L'amplification de haute qualité; N. W. Mc Lachlan, *Wir World*, **22**, 2 mai 1928, 463-466. — La qualité et la sélectivité sont à peu près incompatibles, car une bonne courbe de résonance en haute fréquence fait disparaître les notes aiguës. Une trop profonde modulation donne des harmoniques à la détection. Le condensateur qui shunte la résistance de plaque doit être petit, la résistance également. Enfin, il faut éviter les lampes à grand coefficient d'amplification, à cause de leur capacité considérable. Toutes les petites causes de distorsion, souvent insignifiantes séparément, finissent, en s'ajoutant, par être très importantes.

Decaux.

La douceur de réglage de la réaction; A. P. Castellain, *Wir. World*, **22**, 4 avril 1928, 361-364. — Lorsque l'on utilise une lampe à réaction sans amplification en haute fréquence (cas des ondes courtes), l'antenne a une influence sur le fonctionnement de la réaction. Il est intéressant de la réduire pour avoir un réglage de la réaction à peu près uniforme sur toute la gamme. Il faut en premier lieu se méfier de l'action des capacités parasites et de la détection par la grille. Une capacité ou une inductance (amortie par une résistance en parallèle) en série dans l'antenne permettent, suivant le cas, d'obtenir le résultat cherché

Decaux.

Le tétrode comme détecteur; J. English, *Modern Wir.*, **9**, avril 1928, 407-409 et 463-464. — Le tétrode peut être utilisé comme détecteur avec une faible tension d'anodes en le montant en lampe à grille de charge d'espace. On obtient de meilleurs résultats en échangeant les grilles à cause du grand coefficient d'amplification ainsi obtenu. Si l'on fait la réaction par la grille de charge le résultat est satisfaisant. Un autre montage est celui de Numan.

Decaux.

Détection par la plaque et par la grille; A.-L.-M. Sowerby, *Wir. World*, **12**, 21 mars 1928, 309 312. — Une des raisons pour lesquelles la détection par la plaque n'est pas appréciée à sa juste valeur est qu'on l'utilise avec des impédances trop faibles dans le circuit de plaque Au contraire la liaison par résistance est logique.

La détection par la grille diminue la sélectivité pour deux raisons : l'amortissement dû au courant de grille et la sensibilité exagérée aux faibles tensions Il est ainsi difficile d'éliminer une station proche et puissante.

Si l'on effectue des mesures de sensibilité on s'aperçoit que pour des signaux un peu forts les deux systèmes sont équivalents. Si l'on considère la tension de basse-fréquence pour une modulation donnée, on constate que la détection par la plaque, prend rapidement l'avantage

Les deux systèmes ont ainsi des utilisations bien distinctes.

Decaux.

Détection par la plaque ou par la grille ?; A-P Castellain, *Wir World* **12**, 22 février 1928, 188 190. — L'auteur montre le principe, les avantages et les inconvénients des deux méthodes de détection. La détection par la grille est très sensible mais le courant de grille introduit un amortissement important qui peut diminuer son avantage La détection par la plaque ne cause aucun amortissement si la polarisation est suffisante.

Decaux.

Recherches sur un dispositif récepteur pour ondes très courtes; Otto Cords, *Zeits Hochfr. Techn.*, **31**, janvier-février 1928. 1-7, 39-43. — L'auteur décrit un montage de « lampe

détectrice à réaction » pour ondes de 3 à 6 mètres, avec bobines interchangeables. Il étudie son accrochage en fonction des divers paramètres ; en particulier il a obtenu de bons résultats en reliant la grille, par l'intermédiaire d'une résistance de quelques mégohms, non pas au filament, mais au pôle positif de la batterie de plaque, de manière que son potentiel soit franchement positif. Cela exige d'ailleurs des tubes de caractéristiques convenables (à filament d'oxyde). Il préconise aussi le réglage de la réaction par l'approche d'une plaque métallique dans laquelle les courants de Foucault déterminent un léger amortissement supplémentaire du circuit.

Il passe enfin en revue, d'une manière passablement superficielle, les trois procédés de réception :

a) réaction en-dessous de la limite d'entretien, pour diminuer l'amortissement du circuit ;

b) réception autodyne par battements avec l'oscillation locale;

c) entre les deux, accrochage synchronisé des oscillations du récepteur sous l'effet de l'émission.

Il ne donne que des indications très vagues sur le rendement des trois méthodes. La portée maximum mentionnée sur la longueur d'onde de 4 m. et avec une puissance de 50 watts à l'émission, est de 16 (seize kilo mètres, la réception étant faite en autodyne.

P. David.

Exploitation, Applications

Essais de téléphonie « sur bandes latérales » avec des ondes courtes ; H. Robinson, *Exp. Wir.* **4**, décembre 1927, 715-721. — On connait le principe de la téléphonie « sans onde porteuse » (*O. E* octobre 1923 p. 79 — octobre 1925 *Anal.* p. 71). Dans le système original de Carson, une seule « bande » était transmise. L'auteur décrit une variante dans laquelle on transmet les deux bandes, en éliminant seulement l'onde porteuse.

A l'émission, un « maître oscillateur » excite les grilles d'un modulateur symétrique, dont la tension plaque est fournie par le courant microphonique amplifié. Les variations à haute fréquence recueillies sont appliquées à l'antenne par l'intermédiaire d'un amplificateur de puissance.

A la réception, un oscillateur séparé (homodyne) reproduit le courant porteur non transmis ; le reste du montage est normal (1 haute fréquence, 1 détectrice, 1 basse fréquence).

Le système fournit un rendement supérieur à la téléphonie normale, et un certain secret de la communication. Toute la difficulté consiste à maintenir un synchronisme rigoureux (à 1 ou 2 p : s près) entre le « maître oscillateur » de l'émission et le courant porteur reconstitué à l'arrivée. L'auteur affirme y être parvenu, même avec des ondes de 200 mètres, la fréquence était stabilisée à l'émission par un quartz et à la réception par quelques précautions de montage.

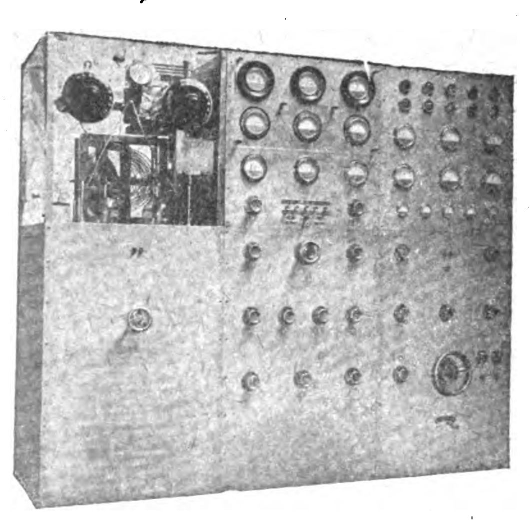
P. David.

La transmission radiotéléphonique par ondes courtes dirigées et la station d'essais de communication Paris-Alger ; R. Willem, *R G.E.*, **23**, 16 juin 1928, 1035-1043. — Dans cet article l'auteur expose la technique de la transmission radiotéléphonique par ondes courtes dirigées et montre les avantages que procure ce système notamment au point de vue de la réduction de la puissance mise en jeu pour obtenir des communications à longue distance. A cet égard, le dispositif dont il est question a déjà fait ses preuves en assurant avec succès la liaison Paris Alger et l'Afrique Equatoriale Française. Après avoir étudié les conditions générales d'établissement de l'émetteur, l'auteur donne la description de cet appareil. Il étudie ensuite le matériel de modulation et d'alimentation et les dispositifs nouveaux imaginés par MM. Chireix et Mesny dans le but de réaliser des antennes directives permettant la concentration de l'énergie radiée, dans une direction déterminée.

La commande à distance des radio-récepteurs ; A. Ristow, *Zeits. Hochfr. Techn*, **31**, février 1928, 52 53. — Description d'un système de servomoteurs et relais, permettant d'effectuer à distance les divers réglages d'un appareil récepteur. La particularité la plus intéressante est que les courants de commande sont transmis sur la même ligne qui amène le courant musical aux écouteurs.

P. David.





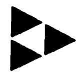
POSTE DE BROADCASTING

2 Kilowatts

Etabliss. G. I. KRAEMER, 16, rue de Chateaudun
ASNIÈRES (Seine)



Téléphone : Wagram 86-72
Asnières 12-48
Asnières 12-49



VIENT DE PARAITRE

CONVENTION RADIOTÉLÉGRAPHIQUE INTERNATIONALE

AINSI QUE

RÈGLEMENT GÉNÉRAL

ET

RÈGLEMENT ADDITIONNEL Y ANNEXÉS

(Conférence Radiotélégraphiq
Internationale de Washington)

AVEC TABLE ANALYTIQ
ET NOMBREUX TABLEAU

PRIX : 12 FR.

Etienne CHIRON, Editeur
40, rue de Seine, 40
PARIS VIe.



« Pour diminuer la congestion de la radio » ; R. D Duncan, *Electrical World.*, janvier 1928, 195 — L'auteur préconise la transmission de la radio-diffusion sans onde porteuse et « sur une seule bande ». Il montre les avantages de ce système et la diminution d'encombrement qui en résulterait ; il signale que la Société « Wired Radio » l'emploie déjà pour la radiodiffusion sur fils.

P. David.

Lignes et filtres électriques ; K.-W Wagner, *El. Nachr. Techn.*, **5**, janvier 1928, 1-17. — Cette conférence a été donnée en 1927 au Congrès International du centenaire de Volta. Son auteur est un des principaux artisans de la théorie des filtres, qu'il abordait déjà en 1915.

Il passe en revue, rapidement mais très clairement, tous les points essentiels de la question.

Il montre comment les lignes de transmission, les câbles, et divers appareils, présentent des propriétés filtrantes, comment, ces propriétés peuvent être artificiellement reproduites dans des combinaisons passe-haut, passe bas et passe-bande.

Il rappelle les principales formules donnant l'amortissement, la constante de temps, le déphasage, des filtres pratiques, d'après Mayer et Kufemuller. (Voir, par exemple, *Onde El.*, **5**, février 1926, p. 10-A et **6**, février 1927 p. 10-A).

Il passe en revue les applications actuelles de chaque type de filtres.

L'exposé est illustré de nombreux schémas et oscillogrammes et accompagné, en notes, d'une assez bonne bibliographie.

P. David.

Un nouveau montage « push pull » ; L. E. T. Branch, *Wir World*, **22**, 23 mai 1928, 547-550. — Si l'on applique le montage « push pull » à un haut-parleur électrodynamique, on doit monter la bobine mobile entre deux condensateurs de plaque, avec une inductance de choc à prise médiane. Si l'on fait le calcul du courant utile, on voit que l'on aurait avantage à mettre simplement les deux lampes en parallèle. L'auteur a doublé le nombre de tours en prenant du fil plus fin ; le milieu est réuni au filament. Dans ce cas, malgré la perte de rendement due à l'augmentation de poids et de résistance, la puissance utile est environ le double de celle des lampes en parallèle. Ce principe peut s'appliquer également aux hauts-parleurs électromagnétiques.

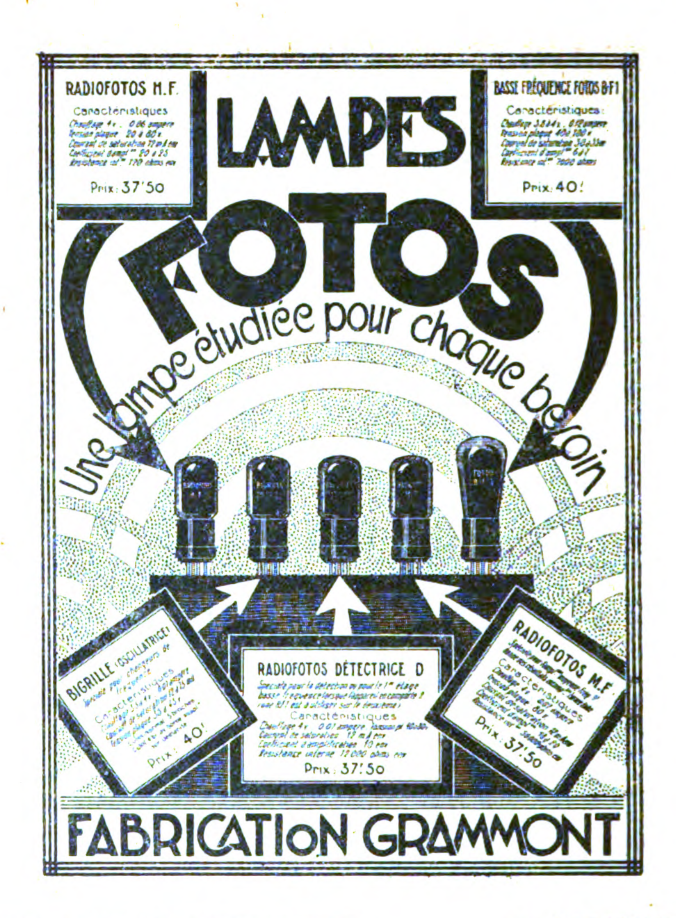
Decaux.

MATÉRIEL

La lampe à grille-écran en comparaison avec le triode ; John Harmon, *Wir. World*, **12**, 8 février 1928, 143-145. — Cette étude passe en revue les divers systèmes d'amplification à résonance en haute fréquence, en montrant l'amplification en volts et la sélection obtenues. Le montage à circuit de plaque accordé et amorti donne une amplification de 4 et une sélection infime. S'il est neutralisé, on peut obtenir 17 et la sélectivité est passable. Le meilleur résultat avec des triodes est obtenu avec un transformateur élévateur neutralisé à secondaire accordé ; on obtient ainsi 38 et une sélection excellente. La lampe à grille-écran grâce à son coefficient d'amplification et sa résistance interne très élevés, permet d'atteindre facilement 50 ou 70. La neutralisation et le transformateur sont inutiles, mais la sélection est un peu moins bonne. Si l'on fait osciller la lampe détectrice qui suit la lampe à grille-écran, il n'y a aucune radiation dans l'antenne.

Decaux.

Le tube à vide inversé, abaisseur de tension ; Frederick Emmons Terman, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **16**, avril 1928, 447-461. — Dans le tube à vide inversé, la grille est positive et débite du courant ; la plaque est négative et ne débite pas ; le circuit d'entrée est le circuit de plaque, l'électrode de sortie étant la grille. L'ensemble fonctionne en abaisseur de tension. Des courbes, homologues de celles des triodes montrent le fonctionnement du tube. La théorie de l'appareil définit les constantes suivantes : coefficient d'abaissement en volts (m), résistance dynamique de grille (R_g), conductance mutuelle inverse (g_r). L'équation fondamentale du tube est $mR_g g_r = 1$. Diverses méthodes de



RADIOFOTOS M.F.
Caractéristiques
Prix : 37'50
LAMPES
BASSE FRÉQUENCE FOTOS B.F.1
Caractéristiques :
Prix : 40!
FOTOS
Une lampe étudiée pour chaque besoin
BIGRILLE (OSCILLATRICE)
Caractéristiques
Prix : 40!
RADIOFOTOS DÉTECTRICE D
Caractéristiques
Prix : 37!50
RADIOFOTOS M.F.
Caractéristiques
Prix : 37'50
FABRICATION GRAMMONT

mesures de ces quantités sont indiquées avec les valeurs pratiques et précautions nécessaires.

L'usage primitif de ce montage était l'alimentation d'un équipage d'oscillographe sans consommation de courant, la résistance d'entrée étant pratiquement infinie. L'ensemble peut également fonctionner en amplificateur de tension avec un transformateur, en oscillateur et en redresseur. Les points de redressement sont nombreux et favorables. Enfin le tube se prête parfaitement à la mesure des hautes tensions continues ou alternatives. On pourrait même constituer des tubes permettant la mesure facile des tensions de centaines de kilovolts.

DECAUX.

Caractéristiques et applications des tubes à quatre électrodes; J. C. WARNER, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **16**, avril 1928, 424-446. — Les tubes à quatre électrodes peuvent se classer en trois catégories : les lampes à grille-écran, les lampes à grille de charge d'espace, les lampes à double fonction.

L'auteur indique d'abord rapidement pourquoi l'appellation de « grille-écran » est la plus correcte. Il décrit ensuite la lampe UX 222 et donne diverses courbes caractéristiques. La capacité grille-plaque est de 0,02 μμ F. Il montre en particulier l'influence de l'émission secondaire sur le crochet des courbes. Avec 135 et 45 v sur les anodes, le coefficient d'amplification est d'environ 300, la résistance interne de 850.000 ω. Ces valeurs varient beaucoup avec les diverses tensions d'électrodes, alors que celles d'un triode sont sensiblement constantes. Des courbes indiquent l'amplification en volts obtenue avec un circuit de plaque accordé. Des tétrodes analogues réalisés pour l'amplification dans les émetteurs d'ondes courtes, fournissent des puissances utiles de 75 et 750 w. Leur capacité interne est environ 2 % de celle des triodes du même type.

Dans la lampe à grille de charge d'espace, l'effet de cathode virtuelle permet d'augmenter la pente des caractéristiques (environ 4 fois) pour une tension anodique donnée. Le tube UX 222 utilisé pour l'amplification basse fréquence avec une résistance externe de 300.000 ω et une tension de batterie de 180 v., a un coefficient d'amplification de 80 et une résistance interne de 160.000 ω. Comme toujours, les capacités internes limitent l'amplification pour les notes élevées. Si l'on veut monter la lampe en grille-écran pour le même usage, les résultats sont moins bons parce que le coefficient d'amplification se trouve réduit par la résistance extérieure.

Les tubes à double fonction utilisent la grille intérieure soit comme électrode de commande soit comme anode. L'auteur signale surtout les montages équilibrés et les changeurs de fréquence. La présence d'une résistance dans le circuit de grille de charge d'espace permet d'augmenter la pente.

DECAUX.

Théorie approchée de la lampe à grille-écran ; B. C. BRAIN, *Exp. Wir*. **5**, avril 1928, 179-183. — Les principales différences avec les triodes sont : une plus faible capacité entre grille et plaque, une plus grande pente, et le coefficient d'amplification ne dépend plus seulement des dimensions géométriques mais aussi des diverses tensions anodiques.

On peut calculer les diverses constantes en généralisant les calculs habituels des triodes. La valeur de la capacité interne calculée par les équations de Maxwell est à peu près inversement proportionnelle à la distance des deux grilles Après avoir montré l'influence de l'émission secondaire dans divers cas, l'auteur conclut en indiquant les résultats pratiques du calcul.

DECAUX

Une nouvelle lampe de puissance; C.-R. WARNER, L. SUTHERLIN, C.-B. UPP, *Proc. Inst. of Rad. Eng.* **16**, avril 1928, 462-475. — Avant de décrire le nouveau tube (Radiotron UX 250) les auteurs rappellent ou indiquent un certain nombre de propriétés que doivent posséder les lampes de puissance. Celle qu'ils envisagent doit pouvoir fournir une puissance non-distordue de plusieurs watts. Il est alors nécessaire de chercher l'impédance du circuit d'utilisation et le point de

tension induite dans le secondaire L_{s1}, L_{s2} est nulle. La capacité variable C_{s} a été réalisée à l'aide de deux tubes cylindriques coulissant l'un dans l'autre : l'article contient les détails de réalisation, ainsi que ceux du transformateur de couplage à la lampe détectrice.

Moyennant certaines précautions, l'auteur estime que la précision d'une mesure peut atteindre 1 o/o. Comme avantages, la méthode présente entre autres celui d'être une méthode de zéro ; elle ne nécessite donc pas d'appareils de lecture précis et les résultats ne sont pas influencés par des variations des tensions d'alimentation. D'autre part, il est inutile d'avoir une fréquence bien fixe à l'oscillateur. Enfin, les mesures sont rapides et l'appareil ainsi réalisé présente un encombrement réduit.

P. Abadie.

Pont pour la mesure des admittances internes des tubes à vide ; E. T. Hoch, *Proc. Inst. Rad. Ing.*, **16**, avril 1928, 487-493. — L'auteur indique la réalisation d'un pont de Campbell en vue de la mesure des admittances internes d'un triode. Il donne la méthode à suivre dans une mesure et les précautions qu'il convient de prendre. La fin de l'article contient les résultats expérimentaux obtenus sur différents tubes américains. Les mesures ont été faites à l'aide de courant alternatif à 1 000 cycles ; l'auteur croit les mesures possibles avec des courants radioélectriques, à condition de soigner les différentes parties du pont.

P Abadie.

Pertes à haute fréquence dans le diélectrique d'une bobine à une seule couche ; W. Jackson, *Exp. Wir.*, **5**, mai 1928, 255-258. — Les résultats de mesures de résistances à haute fréquence de bobines à une seule couche, ont toujours différé notablement des valeurs déduites de l'application de la formule donnée par Butterworth (*Exp. Wir.*, **3**, avril-mai et juillet 1926), formule déduite de considérations théoriques. L'auteur a voulu vérifier si cette divergence était due aux pertes dans le diélectrique entourant le fil. Pour cela, il a construit une bobine en fil nu et comportant en vue de sa rigidité une quantité de diélectrique absolument négligeable ; il a comparé la résistance d'une telle bobine avec celles de bobines identiques, mais où l'isolant entourant le fil était de la soie et de l'émail et le support de l'ébonite, du mica, etc. Les valeurs calculées étaient encore supérieures aux valeurs calculées, mais si l'on tient compte des pertes introduites par le condensateur destiné à l'accord, on obtient une très bonne concordance des résultats de l'expérience et du calcul.

P. Abadie.

RAYONNEMENT

Etude de la répartition d'un champ radioélectrique dans Philadelphie ; Knox Mellwain et W.-S. Thompson, *Proc. Inst. Rad. Ing.*, **16**, février 1928, 181-192. — Les auteurs ont entrepris des mesures de rayonnement de la station d'émission de radio-concerts WFI à travers Philadelphie et des environs immédiats. La méthode utilisée est en principe la même que celle de Bown, Englund et Friis (*O. E.*, Analyses, sept. 1923, 550). Les appareils étaient installés dans une voiture automobile. Les auteurs indiquent la conduite d'une mesure ainsi que les principales difficultés rencontrées.

En résumé, des lignes d'égale intensité furent reportées sur une carte de la région ; ce report fit ressortir la présence de plusieurs « ombres » et d'une aire dans laquelle l'intensité du champ était considérablement plus grande que dans le voisinage. Pendant les deux années que durèrent les mesures, les conditions de répartition à travers la ville restèrent pratiquement constantes, à l'exception d'une « ombre » nouvelle et très grande due à un immeuble récemment construit près de la station d'émission.

P. Abadie

RÉCEPTION

Amplificateurs à transformateur accordé ; R. S. Glasgow, J.A.I.E.E., **47**, mai 1928, 327-331. — Dans cet article qui n'est qu'un résumé d'une communication faite par l'auteur, ce dernier refait la

théorie classique d'un étage amplificateur constitué par un triode associé à un transformateur à secondaire accordé. Moyennant certaines hypothèses destinées à simplifier les calculs, il retrouve les résultats connus quant à la détermination du couplage optimum entre le primaire et le secondaire, de l'amplification maximum, etc. L'article contient des courbes donnant la variation de l'amplification avec la fréquence en se plaçant dans les conditions optimums, la variation de l'amplification et de la sélectivité avec différents tubes, etc. La fin donne quelques schémas de montages neutrodynes destinés à éviter les accrochages.

P. Abadie.

L'amplification de haute qualité; N. W. Mc Lachlan, *Wir World*, **22**, 2 mai 1928, 463-466. — La qualité et la sélectivité sont à peu près incompatibles, car une bonne courbe de résonance en haute fréquence fait disparaître les notes aiguës. Une trop profonde modulation donne des harmoniques à la détection. Le condensateur qui shunte la résistance de plaque doit être petit, la résistance également. Enfin, il faut éviter les lampes à grand coefficient d'amplification, à cause de leur capacité considérable. Toutes les petites causes de distorsion, souvent insignifiantes séparément, finissent, en s'ajoutant, par être très importantes.

Decaux.

La douceur de réglage de la réaction; A. P. Castellain, *Wir. World*, **22**, 4 avril 1928, 361-364. — Lorsque l'on utilise une lampe à réaction sans amplification en haute fréquence (cas des ondes courtes), l'antenne a une influence sur le fonctionnement de la réaction. Il est intéressant de la réduire pour avoir un réglage de la réaction à peu près uniforme sur toute la gamme. Il faut en premier lieu se méfier de l'action des capacités parasites et de la détection par la grille. Une capacité ou une inductance (amortie par une résistance en parallèle) en série dans l'antenne permettent, suivant le cas, d'obtenir le résultat cherché

Decaux.

Le tétrode comme détecteur; J. English, *Modern Wir.*, **9**, avril 1928, 407-409 et 463-464. — Le tétrode peut être utilisé comme détecteur avec une faible tension d'anodes en le montant en lampe à grille de charge d'espace. On obtient de meilleurs résultats en échangeant les grilles à cause du grand coefficient d'amplification ainsi obtenu. Si l'on fait la réaction par la grille de charge le résultat est satisfaisant. Un autre montage est celui de Numan.

Decaux.

Détection par la plaque et par la grille; A.-L.-M.- Sowerby, *Wir. World*., **12**, 21 mars 1928, 309 312. — Une des raisons pour lesquelles la détection par la plaque n'est pas appréciée à sa juste valeur est qu'on l'utilise avec des impédances trop faibles dans le circuit de plaque Au contraire la liaison par résistance est logique.

La détection par la grille diminue la sélectivité pour deux raisons : l'amortissement dû au courant de grille et la sensibilité exagérée aux faibles tensions Il est ainsi difficile d'éliminer une station proche et puissante.

Si l'on effectue des mesures de sensibilité on s'aperçoit que pour des signaux un peu forts les deux systèmes sont équivalents. Si l'on considère la tension de basse-fréquence pour une modulation donnée, on constate que la détection par la plaque, prend rapidement l'avantage

Les deux systèmes ont ainsi des utilisations bien distinctes.

Decaux.

Détection par la plaque ou par la grille ?; A-P Castellain, *Wir World* **12**. 22 février 1928, 188 190. — L'auteur montre le principe, les avantages et les inconvénients des deux méthodes de détection. La détection par la grille est très sensible mais le courant de grille introduit un amortissement important qui peut diminuer son avantage La détection par la plaque ne cause aucun amortissement si la polarisation est suffisante.

Decaux.

Recherches sur un dispositif récepteur pour ondes très courtes; Otto Cords, *Zeits Hochfr. Techn.*, **31**, janvier-février 1928, 1-7, 39-43. — L'auteur décrit un montage de « lampe

détectrice à réaction » pour ondes de 3 à 6 mètres, avec bobines interchangeables. Il étudie son accrochage en fonction des divers paramètres ; en particulier il a obtenu de bons résultats en reliant la grille, par l'intermédiaire d'une résistance de quelques mégohms, non pas au filament, mais au pôle positif de la batterie de plaque, de manière que son potentiel soit franchement positif. Cela exige d'ailleurs des tubes de caractéristiques convenables (à filament d'oxyde). Il préconise aussi le réglage de la réaction par l'approche d'une plaque métallique dans laquelle les courants de Foucault déterminent un léger amortissement supplémentaire du circuit.

Il passe enfin en revue, d'une manière passablement superficielle, les trois procédés de réception :

a) réaction en-dessous de la limite d'entretien, pour diminuer l'amortissement du circuit ;

b) réception autodyne par battements avec l'oscillation locale ;

c) entre les deux, accrochage synchronisé des oscillations du récepteur sous l'effet de l'émission.

Il ne donne que des indications très vagues sur le rendement des trois méthodes. La portée maximum mentionnée sur la longueur d'onde de 4 m. et avec une puissance de 50 watts à l'émission, est de 16 (seize kilo mètres, la réception étant faite en autodyne.

P. David.

Exploitation, Applications

Essais de téléphonie « sur bandes latérales » avec des ondes courtes ; H. Robinson, *Exp. Wir.* **4**, décembre 1927, 715-721. — On connaît le principe de la téléphonie « sans onde porteuse » (*O. E* octobre 1923 p. 79 — octobre 1925 *Anal.* p. 71). Dans le système original de Carson, une seule « bande » était transmise. L'auteur décrit une variante dans laquelle on transmet les deux bandes, en éliminant seulement l'onde porteuse.

A l'émission, un « maître oscillateur » excite les grilles d'un modulateur symétrique, dont la tension plaque est fournie par le courant microphonique amplifié. Les variations à haute fréquence recueillies sont appliquées à l'antenne par l'intermédiaire d'un amplificateur de puissance.

A la réception, un oscillateur séparé (homodyne) reproduit le courant porteur non transmis ; le reste du montage est normal (1 haute fréquence, 1 détectrice, 1 basse fréquence).

Le système fournit un rendement supérieur à la téléphonie normale, et un certain secret de la communication. Toute la difficulté consiste à maintenir un synchronisme rigoureux (à 1 ou 2 p : s près) entre le « maître oscillateur » de l'émission et le courant porteur reconstitué à l'arrivée. L'auteur affirme y être parvenu, même avec des ondes de 200 mètres, la fréquence était stabilisée à l'émission par un quartz et à la réception par quelques précautions de montage.

P. David.

La transmission radiotéléphonique par ondes courtes dirigées et la station d'essais de communication Paris-Alger ; R. Willem, *R G.E.*, **23**, 16 juin 1928, 1035-1043. — Dans cet article l'auteur expose la technique de la transmission radiotéléphonique par ondes courtes dirigées et montre les avantages que procure ce système notamment au point de vue de la réduction de la puissance mise en jeu pour obtenir des communications à longue distance. A cet égard, le dispositif dont il est question a déjà fait ses preuves en assurant avec succès la liaison Paris-Alger et l'Afrique Equatoriale Française. Après avoir étudié les conditions générales d'établissement de l'émetteur, l'auteur donne la description de cet appareil. Il étudie ensuite le matériel de modulation et d'alimentation et les dispositifs nouveaux imaginés par MM. Chireix et Mesny dans le but de réaliser des antennes directives permettant la concentration de l'énergie radiée, dans une direction déterminée.

La commande à distance des radio-récepteurs ; A. Ristow, *Zeits. Hochfr. Techn*, **31**, février 1928, 52 53. — Description d'un système de servomoteurs et relais, permettant d'effectuer à distance les divers réglages d'un appareil récepteur. La particularité la plus intéressante est que les courants de commande sont transmis sur la même ligne qui amène le courant musical aux écouteurs.

P. David.


Digitized by Google

« Pour diminuer la congestion de la radio » ; R. D DUNCAN, *Electrical World.*, janvier 1928, 195 — L'auteur préconise la transmission de la radio-diffusion sans onde porteuse et « sur une seule bande ». Il montre les avantages de ce système et la diminution d'encombrement qui en résulterait ; il signale que la Société « Wired Radio » l'emploie déjà pour la radio-diffusion sur fils.

P. DAVID.

Lignes et filtres électriques ; K.-W WAGNER, *El. Nachr. Techn.*, **5**, janvier 1928, 1-17. — Cette conférence a été donnée en 1927 au Congrès International du centenaire de Volta. Son auteur est un des principaux artisans de la théorie des filtres, qu'il abordait déjà en 1915.

Il passe en revue, rapidement mais très clairement, tous les points essentiels de la question.

Il montre comment les lignes de transmission, les câbles, et divers appareils, présentent des propriétés filtrantes, comment, ces propriétés peuvent être artificiellement reproduites dans des combinaisons passe-haut, passe bas et passe-bande.

Il rappelle les principales formules donnant l'amortissement, la constante de temps, le déphasage, des filtres pratiques, d'après Mayer et Kufemuller. (Voir, par exemple, *Onde El.*, **5**, février 1926, p. 10-A et **6**, février 1927 p. 10-A).

Il passe en revue les applications actuelles de chaque type de filtres.

L'exposé est illustré de nombreux schémas et oscillogrammes et accompagné, en notes, d'une assez bonne bibliographie.

P. DAVID.

Un nouveau montage « push pull » ; L. E. T. BRANCH, *Wir World*, **22**, 23 mai 1928, 547-550. — Si l'on applique le montage « push pull » à un haut-parleur électrodynamique, on doit monter la bobine mobile entre deux condensateurs de plaque, avec une inductance de choc à prise médiane. Si l'on fait le calcul du courant utile, on voit que l'on aurait avantage à mettre simplement les deux lampes en parallèle. L'auteur a doublé le nombre de tours en prenant du fil plus fin ; le milieu est réuni au filament. Dans ce cas, malgré la perte de rendement due à l'augmentation de poids et de résistance, la puissance utile est environ le double de celle des lampes en parallèle. Ce principe peut s'appliquer également aux hauts-parleurs électromagnétiques.

DECAUX.

MATÉRIEL

La lampe à grille-écran en comparaison avec le triode ; JOHN HARMON, *Wir. World.*, **12**, 8 février 1928, 143-145. — Cette étude passe en revue les divers systèmes d'amplification à résonance en haute fréquence, en montrant l'amplification en volts et la sélection obtenues. Le montage à circuit de plaque accordé et amorti donne une amplification de 4 et une sélection infime S'il est neutralisé, on peut obtenir 17 et la sélectivité est passable. Le meilleur résultat avec des triodes est obtenu avec un transformateur élévateur neutralisé à secondaire accordé ; on obtient ainsi 38 et une sélection excellente. La lampe à grille-écran grâce à son coefficient d'amplification et sa résistance interne très élevés, permet d'atteindre facilement 50 ou 70 La neutralisation et le transformateur sont inutiles, mais la sélection est un peu moins bonne. Si l'on fait osciller la lampe détectrice qui suit la lampe à grille-écran, il n'y a aucune radiation dans l'antenne.

DECAUX.

Le tube à vide inversé, abaisseur de tension ; Frederick Emmons TERMAN, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **16**, avril 1928, 447-461. — Dans le tube à vide inversé, la grille est positive et débite du courant ; la plaque est négative et ne débite pas ; le circuit d'entrée est le circuit de plaque, l'électrode de sortie étant la grille. L'ensemble fonctionne en abaisseur de tension. Des courbes, homologues de celles des triodes montrent le fonctionnement du tube. La théorie de l'appareil définit les constantes suivantes : coefficient d'abaissement en volts (m), résistance dynamique de grille (R_g), conductance mutuelle inverse (g_r). L'équation fondamentale du tube est $mR_g g_r = 1$. Diverses méthodes de

mesures de ces quantités sont indiquées avec les valeurs pratiques et précautions nécessaires.

L'usage primitif de ce montage était l'alimentation d'un équipage d'oscillographe sans consommation de courant, la résistance d'entrée étant pratiquement infinie. L'ensemble peut également fonctionner en amplificateur de tension avec un transformateur, en oscillateur et en redresseur. Les points de redressement sont nombreux et favorables. Enfin le tube se prête parfaitement à la mesure des hautes tensions continues ou alternatives. On pourrait même constituer des tubes permettant la mesure facile des tensions de centaines de kilovolts.

DECAUX.

Caractéristiques et applications des tubes à quatre électrodes; J. C. WARNER, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **16**, avril 1928, 424-446. — Les tubes à quatre électrodes peuvent se classer en trois catégories : les lampes à grille-écran, les lampes à grille de charge d'espace, les lampes à double fonction.

L'auteur indique d'abord rapidement pourquoi l'appellation de « grille-écran » est la plus correcte. Il décrit ensuite la lampe UX 222 et donne diverses courbes caractéristiques. La capacité grille-plaque est de 0,02 μμ F. Il montre en particulier l'influence de l'émission secondaire sur le crochet des courbes. Avec 135 et 45 v sur les anodes, le coefficient d'amplification est d'environ 300, la résistance interne de 850.000 ω. Ces valeurs varient beaucoup avec les diverses tensions d'électrodes, alors que celles d'un triode sont sensiblement constantes. Des courbes indiquent l'amplification en volts obtenue avec un circuit de plaque accordé. Des tétrodes analogues réalisés pour l'amplification dans les émetteurs d'ondes courtes, fournissent des puissances utiles de 75 et 750 w. Leur capacité interne est environ 2 % de celle des triodes du même type.

Dans la lampe à grille de charge d'espace, l'effet de cathode virtuelle permet d'augmenter la pente des caractéristiques (environ 4 fois) pour une tension anodique donnée. Le tube UX 222 utilisé pour l'amplification basse fréquence avec une résistance externe de 300.000 ω et une tension de batterie de 180 v., a un coefficient d'amplification de 80 et une résistance interne de 160.000 ω. Comme toujours, les capacités internes limitent l'amplification pour les notes élevées. Si l'on veut monter la lampe en grille-écran pour le même usage, les résultats sont moins bons parce que le coefficient d'amplification se trouve réduit par la résistance extérieure.

Les tubes à double fonction utilisent la grille intérieure soit comme électrode de commande soit comme anode. L'auteur signale surtout les montages équilibrés et les changeurs de fréquence. La présence d'une résistance dans le circuit de grille de charge d'espace permet d'augmenter la pente.

DECAUX.

Théorie approchée de la lampe à grille-écran; B. C. BRAIN, *Exp. Wir*. **5**, avril 1928, 179-183. — Les principales différences avec les triodes sont : une plus faible capacité entre grille et plaque, une plus grande pente, et le coefficient d'amplification ne dépend plus seulement des dimensions géométriques mais aussi des diverses tensions anodiques.

On peut calculer les diverses constantes en généralisant les calculs habituels des triodes. La valeur de la capacité interne calculée par les équations de Maxwell est à peu près inversement proportionnelle à la distance des deux grilles. Après avoir montré l'influence de l'émission secondaire dans divers cas, l'auteur conclut en indiquant les résultats pratiques du calcul.

DECAUX

Une nouvelle lampe de puissance; C.-R. WARNER, L. SUTHERLIN, C.-B. UPP, *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **16**, avril 1928, 462-475. — Avant de décrire le nouveau tube (Radiotron UX 250) les auteurs rappellent ou indiquent un certain nombre de propriétés que doivent posséder les lampes de puissance. Celle qu'ils envisagent doit pouvoir fournir une puissance non-distordue de plusieurs watts. Il est alors nécessaire de chercher l'impédance du circuit d'utilisation et le point de

J. GROSZKOWSKI

Traduit du polonais par

M. TEYSSIER, Ingénieur-électricien

LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES ET LEURS APPLICATIONS

Préface de René MESNY

ÉMISSIONS D'ÉLECTRONS PAR LES CORPS INCANDESCENTS

LA LAMPE CATHODE A DEUX ÉLECTRODES

(Exemples numériques de calculs de lampe à deux électrodes)

LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES

(Exemples de calcul de lampes à trois électrodes)

FONCTION DÉTECTRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES

(Exemples de calcul d'établissement de détecteur à lampes)

FONCTION AMPLIFICATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES

(Exemples de calculs et de projets d'amplificateur)

FONCTION GÉNÉRATRICE DE LA LAMPE CATHODE A TROIS ÉLECTRODES

(Exemples de calculs et de projets d'émetteur à lampes)

Prix : 40 francs

(**Étienne CHIRON, Éditeur**, 40, rue de Seine, **PARIS VI**e)

fonctionnement optima. Les courbes dynamiques peuvent se déduire facilement des courbes statiques. L'impédance optimum est égale ou supérieure au double de la résistance interne. Pour trouver le point de fonctionnement il faut fixer la puissance dissipable par la plaque. Après une discussion des valeurs du coefficient d'amplification à choisir, les auteurs donnent les dimensions et caractéristiques de l'UX 250, qui avec un chauffage de 7,5v-1,25A, fournit avec 450v plaque et 80v grille une puissance utile de 4,6w, la plaque rayonnant 25w. Ces résultats sont rendus possibles par la nature du filament à oxydes, les dimensions de l'ampoule et le noircissement des électrodes. Une note de J. C. Warner et A. V. Longrhen explique l'influence des dimensions de la grille sur les variations du coefficient d'amplification pour les faibles tensions de plaque. DECAUX.

L'influence des émissions secondaires des métaux sur le fonctionnement des lampes à trois électrodes; H. LE BOITEUX, *R. G. E*, **23**, 2 juin 1928, 939-946 et 9 juin 1928, 984-992. — A la base de l'étude qui suit se trouve une hypothèse, celle relative à l'existence des courants, dits secondaires, susceptibles d'être émis, dans des conditions particulières, par le métal de la grille des lampes à trois électrodes. L'auteur s'est proposé de chercher dans l'existence de ces émissions secondaires une interprétation des phénomènes observés dans le fonctionnement des triodes. Ceux des phénomènes envisagés par l'auteur sont notamment les caractéristiques des courants de plaque en fonction de la tension de plaque et les applications de ces caractéristiques au fonctionnement des triodes en oscillateur. Aux considérations théoriques qui mettent en évidence le rôle des émissions secondaires s'ajoutent des résultats nouveaux de recherches expérimentales entreprises par l'auteur, qui vérifient et semblent confirmer l'hypothèse de l'existence de ces émissions secondaires; et ceci, non seulement au point de vue qualitatif, mais encore quantitativement. On trouvera en effet dans le cours de l'article des courbes et des données numériques qui fixent l'importance relative de ces courants. Pour terminer, l'auteur donne un aperçu sur la nature physique de ce phénomène d'émissions secondaires.

Redresseur à tube thermoionique; KUHLMANN (J.-K.) et BARTON (J.-P.), *J.A.I.E.E.*, **57**, janvier 1928, 17-24. — Le but de l'étude entreprise par les auteurs était d'établir rationnellement un redresseur à valves pouvant effectivement remplacer les batteries d'alimentation-plaque d'un poste récepteur. Le travail est divisé en plusieurs parties : étude des valves redresseuses, étude oscillographique de l'influence de capacités et d'inductances (isolément et ensemble) sur la forme du courant redressé, emploi d'un voltmètre thermoionique à maximum pour l'étude des petites variations de ce dernier et leur élimination par des filtres, et conclusions. De ces dernières, nous retiendrons que pour obtenir un courant redressé exempt pratiquement de fluctuations, deux cellules en π sont largement suffisantes, elles sont composées de capacités de l'ordre de 4 microfarads et d'inductances de 25 henrys. La résistance de ces dernières doit naturellement être assez faible pour réduire les chutes de tension. Une seule cellule en π du même genre donne encore des fluctuations de l'ordre de 10 %.

P. ABADIE.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie sur la piézo-électricité; W.-G CADY, *Proc. Inst. Rad. Eng*, **16**, avril 1928, 521-535. — L'auteur a groupé toutes les références bibliographiques parues sur la question jusqu'au début de 1928. Une première classification est faite suivant l'ordre alphabétique des noms d'auteurs, une deuxième suivant sept catégories ayant trait aux différents aspects de la question. La deuxième partie de cette bibliographie donne les différents brevets relatifs à la question, leur date de publication, etc. Ce travail doit rendre service aux techniciens s'occupant de piézo électricité.

P. ABADIE.

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

MESURES

Mesures de puissance et de rayonnement sur des antennes d'avion, etc.; EISSNER, FASSBENDER, KURLBAUM, *Zeitschr. Hochfr. Techn.*, **31**, 4 et 5, avril-mai 1928, 109-116 et 141-151. — Travail sérieux et important sur le rendement des antennes d'avion. Les expériences ont porté sur une antenne pendante de 70 m. de longueur déroulée par un avion Junker F. 13, et alimentée par un poste Telefunken 257 F.

La longueur d'onde variait de 450 à 1.350 m.

A titre de comparaison, on étudiait aussi une antenne fixe de même longueur portée par des pylônes à 15 m. du sol.

Les auteurs ont mesuré d'abord la résistance, qu'ils ont trouvée comprise entre 3,9 ohms pour 1.350 m. et 5,3 ohms pour 450 m. (sans le circuit d'accord). La méthode employée était celle de la résistance additionnelle, dont le principe est rappelé et la précision discutée.

De cette résistance, les auteurs déduisent la puissance mise en jeu dans l'antenne.

Ils ont d'autre part effectué toute une série de mesures de rayonnement avec toute la précision possible. Le récepteur était celui d'Anders (Voir *Onde El.* décembre 1927, p. 65 A). L'avion croisait au-dessus d'un point situé à 14 km. ; on faisait varier successivement son orientation, sa hauteur la longueur de l'antenne... Voici les conclusions :

1° Contrairement à des expériences antérieures, le rayonnement de l'antenne pendante est très sensiblement *le même dans toutes les directions*.

2° Pour des ondes de 900 m., l'antenne a une hauteur effective de 8,5 m. environ, et son rayonnement est à peu près proportionnel à sa longueur ; il y aurait donc intérêt à l'allonger davantage.

Une petite antenne tendue au-dessus des ailes rayonne environ 10 fois moins.

3° La hauteur de l'avion a peu d'influence.

P. DAVID.

PROPAGATION

Formules pour la propagation des ondes; G.-W. KENRICK, *Phys. Rev.*, **31**, juin 1928, 1040-1050. — Travail théorique sur le rôle de la couche de Kennelly-Heaviside.

L'auteur calcule le champ d'un doublet entre deux plans conducteurs, puis entre deux sphères conductrices.

Les résultats qu'il obtient lui suggèrent une modification de la formule d'Austin, modification qui diminue le désaccord entre celle-ci et les observations de Guierre en 1920.

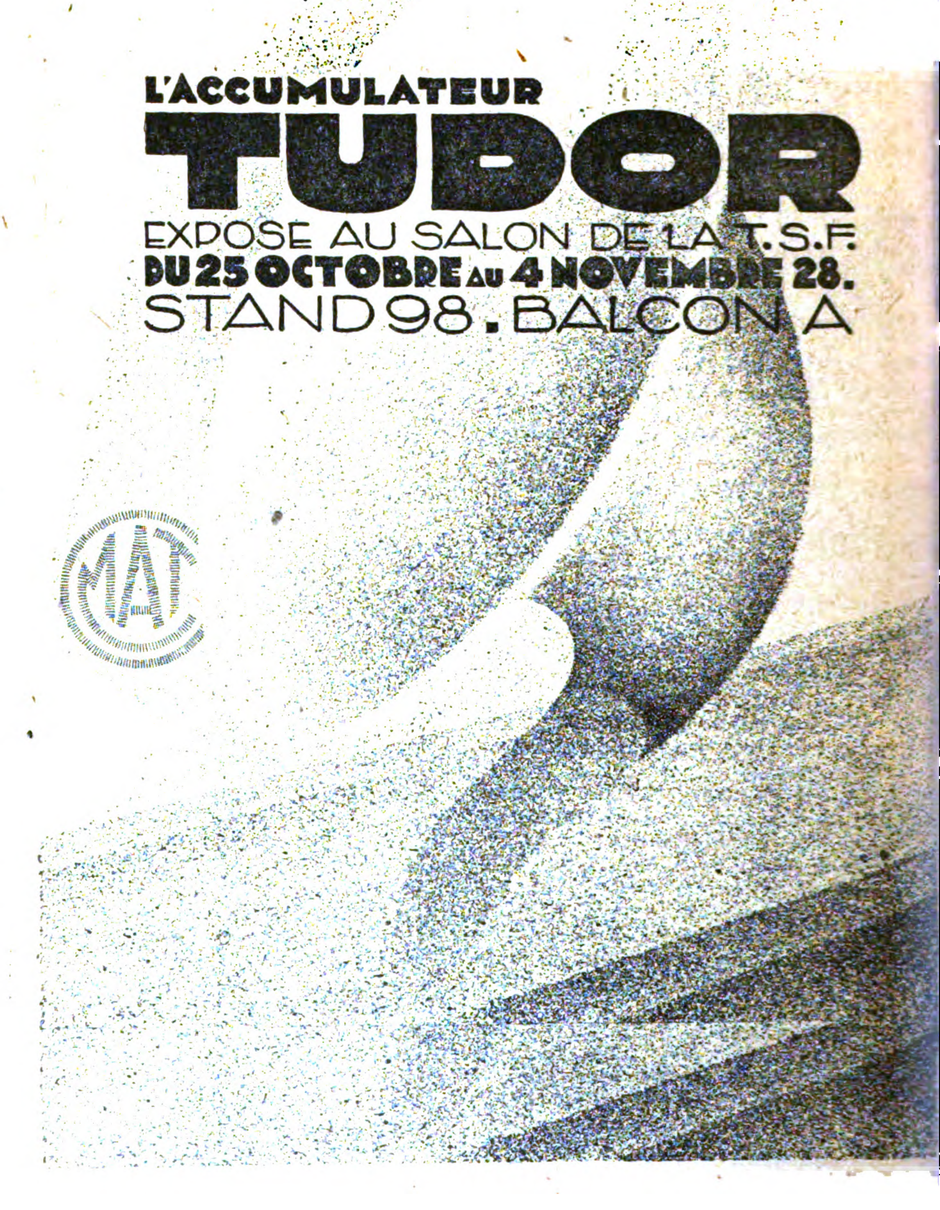
P. DAVID.

ÉMISSION

Distribution du courant dans une antenne d'émission; R.-M. WILMOTTE, *Journ. Inst. El. Eng.*, **66**, juin 1928, 617-627. — On sait que, la plupart du temps, il est impossible de calculer rigoureusement la distribution dans une antenne ; aussi fait-on d'ordinaire une double simplification, en supposant la self-induction et la capacité, uniformément réparties, et les pertes négligeables. La distribution du courant est alors *sinusoïdale*.

L'auteur s'est proposé de rechercher expérimentalement le degré d'exactitude de cette approximation.

Il a donc mesuré le courant en divers points d'une antenne verticale,



L'ACCUMULATEUR
TUDOR
EXPOSE AU SALON DE LA T.S.F.
DU 25 OCTOBRE AU 4 NOVEMBRE 28.
STAND 98 . BALCON A

en L ou en T, pour des fréquences comprises entre 0,05 et 3 fois sa fondamentale.

Ayant soigneusement corrigé des diverses causes perturbatrices (et notamment de la présence des appareils de mesure), il conclut que l'approximation habituelle est excellente.

On peut donc considérer la distribution du courant comme sinusoïdale.

D'autre part, conformément au calcul de M. Abraham, la longueur d'onde fondamentale d'une antenne verticale est bien égale à 4,2 fois sa longueur.

P. DAVID.

Observations d'évanouissements réguliers d'une onde courte, causés par des variations de fréquence à l'émission; P. EPPEN, *Zeitschr. Hochr. Techn.*, **31**, mai 1928, 151-152. — La réception d'un poste de 10 Kw travaillant sur 376 m. de longueur d'onde, était troublée à des distances de quelques kilomètres seulement, par des évanouissements réguliers.

L'émetteur était stabilisé par quartz et aucune variation de note n'était perceptible à l'oreille.

Cependant, un double enregistrement oscillographique a montré que les évanouissements coïncidaient avec de très petits changements de fréquence. L'auteur pense que ces petites variations amenaient le déplacement de la zone d'interférence entre l'onde directe et l'onde réfléchie.

P. DAVID.

Générateur à lampe de grande puissance pour ondes très courtes; H. WECHSUNG, *Zeitschr. Hochfr. techn.*, **31**, juin 1928, 176-183. — Description de deux émetteurs pour ondes de 2,8 à 6 mètres. L'un, de 150 watts-antenne, utilise un tube Telefunken R. S. 19 ; l'autre de 700 watts-antenne, emploie un tube R. S. 207.

Le montage comporte un seul circuit grille-plaque avec couplage par la capacité de la lampe, et bobines « de choc » sur l'alimentation. L'auteur calcule la condition d'entretien, qui se trouve en bon accord avec les mesures faites.

Les deux émetteurs fonctionnent ordinairement en télégraphie *modulée* (la réception hétérodyne n'étant pas pratiquée). Moyennant une réduction de puissance de 50 o/o environ, ils peuvent aussi fonctionner en téléphonie, par simple modulation sur la grille.

P. DAVID.

Emetteurs modernes de faible puissance; émetteurs de radiodiffusion; *Proc. Inst. Rad. Eng.* **15**, mai 1928. — Revue illustrée des postes émetteurs suivants :

1° Deux cents watts antenne ; 4 tubes UV 211 dont l'un maître-oscillateur : alimentation sous 1 000 volts ; télégraphie modulée par superposition d'une tension-plaque alternative ; mise en marche automatique ; manipulation par relai permettant l'écoute entre les signaux. Portée de jour sur mer 400 à 600 milles. Gamme 250-500 Kc.

2° Cinq cents watts antenne ; 7 tubes, dont 5 UV 211 maître-oscillateur et amplificateurs, et deux UV 851 sous 2 000 volts. Gamme 125-500 Kc. Télégraphie modulée et téléphonie par montage « courant constant ».

3° Deux kilowatts avec les mêmes tubes, mais en télégraphie seulement Autre modèle avec modulateur adjoint pour la téléphonie.

4° Emetteur à double cadre pour le guidage des avions.

5° Un kilowatt pour la radio-diffusion, avec quatre tubes modulateurs pour un seul oscillateur de puissance

Autre modèle contrôlé par quartz.

Autre modèle par ondes très courtes 80 — 20 m. avec bobines interchangeables.

D'une manière générale, les tendances actuelles sont d'avoir un maître-oscillateur, avec ou sans quartz, et de coupler l'antenne par induction.

P. DAVID.

RÉCEPTION

Détection par la grille avec les triodes à vide poussé; S. BALLANTINE, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, mai 1928, 593-613. — Travail théorique et expérimental. Après avoir rappelé, d'après Chaffée et Hazeltine, les principaux coefficients qui mesurent l'effi-

cacité de la détection par la grille, l'auteur étudie leur variation en fonction de la fréquence de modulation.

Il montre, contrairement à Van Roberts (*Onde El.* mars 1928, p. 19 A (1), que le rendement baisse d'une façon appréciable aux fréquences audibles élevées ; la détection par condensateur shunté introduit donc une certaine distorsion dans la reproduction radiophonique.

D'autre part, le rendement devenant ridicule dans le superhétérodyne où la fréquence de battement est de l'ordre de 10^5, on doit remplacer le condensateur shunté par un circuit anti-résonant accordé sur cette fréquence. La détection peut aussi se faire par la plaque, et l'auteur annonce un prochain travail sur ce sujet.

P. David.

L'effet de la réaction sur la force des signaux ; B. Van der Pol, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **16**, août 1928, 1045-1052. — On sait que la réaction d'une lampe amplificatrice à caractéristiques rectilignes, sur un circuit résonnant, équivaut à une diminution de sa résistance apparente : d'où une augmentation de la force des signaux reçus par ce circuit. Lorsqu'on approche de la réaction critique, cette augmentation devrait, en régime stationnaire, croître indéfiniment.

Mais les caractéristiques des lampes ne sont jamais rectilignes sur des portions très étendues. Leur courbure intervient donc lorsque l'amplitude des signaux croît : elle contrarie l'effet de la réaction et limite l'amplification résultante.

L'auteur fait le calcul en supposant la caractéristique assimilable à une cubique. L'équation différentielle obtenue a déjà été résolue par lui (Voir *O.E.* juin 1927 anal. p. 38) : il montre donc facilement que, dans cette hypothèse, l'amplitude maximum obtenue avec la réaction critique, est proportionnelle seulement à la *racine cubique* de la F.E.M. appliquée.

On s'explique ainsi pourquoi l'amplification obtenue est d'autant plus grande que le signal est plus faible.

Une vérification expérimentale, faite sur la fréquence 15.000 p : s, a confirmé ces vues ; l'amplification due à la réaction, pouvait atteindre 7.700 sur un signal de 1 microvolt, mais tombait à 77 pour 1 millivolt et à 16 pour un signal de 1 centième de volt.

P. David.

Amplificateurs et transformateurs microphoniques ; H.L. Kirke, *Exp. Wir.* **5**, 58-59, juillet-août 1928, 361-370, 443-451. — L'article concerne la réalisation des amplificateurs microphoniques pour radio-diffusion, mais bon nombre d'observations s'appliquent en général à l amplification basse fréquence.

Le problème est d'obtenir des variations de courant de l'ordre du milliampère, dans une ligne téléphonique, à partir des 10-12 à 10-9 watts fournis par le microphone, et avec une fidélité presque absolue pour toutes les fréquences entre 100 et 5.000 p:s.

Trois types de couplage sont possibles entre les étages : transformateurs ; résistances ; bobines « de choc ». L'auteur les étudie successivement. Ses préférences vont au montage à résistances, pourvu que les lampes employées n'aient pas un coefficient d'amplification supérieur à 25, et que les capacités de liaison soient de l'ordre du 1 : 10 de microfarad Cependant, pour l'entrée et la sortie de l'amplificateur, il emploie des transformateurs spéciaux avec la précaution d'éliminer le courant continu des enroulements (au moyen de bobines « de choc » en parallèle et de capacités en série).

P. David

Le fonctionnement des transformateurs entre résistances ohmiques ; Feldtkeller, Bartels, *El Nachr. Techn.* **5**, juin 1928, 247-256. — Contribution à l'étude théorique des transformateurs.

Utilisant leurs précédents travaux, les auteurs définissent le rendement et la distorsion au moyen de deux coefficients (« Streukoefficient », coefficient de dispersion ; « betriebsdampfung », affaiblissement en service) ; ils en déduisent la détermination du meilleur nombre de tours et du meilleur entrefer.

P. David

(1) Nous avions déjà signalé dans cette analyse que les chiffres de base de Van Roberts semblaient inexacts.

Réduction des perturbations atmosphériques; J.-R. Carson, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, juillet 1928, 968-975. — Un grand nombre de dispositifs antiparasites utilisent des récepteurs différentiels, c'est-à-dire des ensembles doubles dont une moitié reçoit le signal et le parasite, et l'autre légèrement désaccordée ne reçoit que le parasite ; en opposant les courants fournis, le parasite doit donc s'éliminer, et le signal subsister seul.

L'auteur cherche à préciser, par le calcul, le rendement possible de ces appareils. Il donne une formule intéressante pour représenter une perturbation quelconque à la sortie d'un système sélectif ; il montre ensuite le rôle important du détecteur.

Ses conclusions ne sont pas favorables aux systèmes étudiés, en particulier, à celui d'Armstrong (*Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, 1, janvier 1928, p. 15). Néanmoins, certaines données échappant entièrement au calcul, la valeur de ces systèmes ne pourra être définitivement fixée que par l'expérience.

P. David.

Sur la compensation des capacités nuisibles et des couplages parasites dans les tubes à vide; M. Von Ardenne et W. Stoff, *Zeitschr. Hochfr. Techn.* **31**, avril et mai 1928, 122-128 et 152-157. — Article de documentation générale.

Après avoir rappelé le rôle nuisible des capacités entre électrodes, les auteurs examinent et classent les différents schémas possibles de neutralisation. Ils en discutent sommairement les mérites et les inconvénients.

Ils montrent que la neutralisation permet, dans les amplificateurs basse fréquence à transformateurs, d'améliorer le rendement aux fréquences élevées ; et, dans les amplificateurs haute fréquence, d'augmenter l'amplification pour les ondes courtes.

P. David.

Le problème du dernier étage d'amplification; B.-D.-H. Tellegen, *Zeitschr. Hochfr. techn.*, **31**, juin 1928, 183-190. — L'auteur rappelle fort clairement les conditions à satisfaire : 1° pas de distorsion ; 2° amplification maximum ; 3° puissance maximum ; 4° économie dans l'alimentation.

Il montre que ces exigences contradictoires sont élégamment remplies par l'emploi d'une lampe à 5 électrodes, comportant une grille-écran (reliée au positif de la tension plaque) et une troisième grille empêchant l'émission secondaire des électrons (reliée au filament).

Cette lampe est construite par Philipps.

P. David.

La résistance des batteries de plaque et la distorsion; W.-I.-G. Page, *Wir. World*, **22**, 25 avril 1928, 439-444. — La réaction due au couplage entre étages par la résistance de la batterie commune de plaque (ou de grille) est une des principales causes de distorsion. Les hauts-parleurs modernes exigent des amplificateurs de haute qualité. Le couplage dû à la résistance exagère l'amplification de certaines fréquences graves. La résistance d'une batterie de piles est couramment de 500 ω, celle d'une batterie d'accumulateurs de 70 ω. Les trois points dangereux sont : le couplage entre étages, le circuit de sortie, la résistance de détection. En utilisant la méthode « des résistances de plaque » (mise en série dans chaque circuit avec un condensateur de fuite), on atténue considérablement les couplages. Les condensateurs de 2μF habituels ne sont pas suffisants seuls, car leur impédance à 200 p : s est déjà de 400 ω. Le circuit de sortie (haut-parleur) doit être connecté à l'extrémité d'une inductance de choc, mais le retour doit se faire au filament directement. Si l'on se sert avant la lampe détectrice d'un circuit de plaque accordé, la résistance de grille se trouve intercalée dans un circuit fermé comprenant la batterie de plaque. C'est une cause de couplage que les résistances additionnelles de plaques sont seules à supprimer. La valeur de ces résistances doit être au moins de 20 000 ω.

L'auteur termine en donnant les caractéristiques d'un récepteur de très haute qualité de reproduction résumant toutes les recherches dans ce sens.

B. Decaux.

Exploitation, Applications

De l'emploi des ondes courtes pour le trafic avec les aéronefs: essais entre Berlin et Madrid; K. Krüger et H. Flendl, *Zeitschr. für Hochfr. techn.*, **31**, juin 1928, 169-175. — Il s'agit d'une étude faite en octobre-novembre 1927 sur la propagation des ondes courtes.

L'émission était faite à Aldershof, près de Berlin, tantôt à terre et tantôt à bord d'avion, avec des puissances de 0,5 à 300 watts.

La réception était assurée, soit à Madrid (distance 2.000 km.), soit en mer au cours de la traversée Hambourg-Vigo.

On a trouvé l'onde 45m incapable d'assurer le service de jour au delà de 1000 km environ.

L'onde 30 m est la plus favorable; elle est reçue lisiblement de jour comme de nuit, même avec une puissance émise de l'ordre du watt.

Enfin les ondes plus courtes (19 m) sont reçues moins bien, mais encore correctement; il n'y a donc pas de « zone de silence » comme le voudraient certaines théories.

P. David.

Les radio-communications et la navigation aérienne; Ross Gunn, *Journ. Frank. Inst.*, **205**, juin 1928, 849-864. — Les services que peut rendre la radiotélégraphie à la navigation aérienne, deviennent sans cesse plus importants ; l'article passe en revue les derniers progrès faits et l'orientation actuelle aux Etats-Unis

Après avoir rappelé les principales difficultés psychologiques et techniques, l'auteur énumère brièvement les solutions adoptées. Il insiste en particulier sur les points suivants :

— Nécessité de maintenir constante la longueur d'onde à l'émission, malgré les balancements de l'antenne, d'où l'emploi d'un « maître-oscillateur » séparé.

— Perturbations de la réception par les étincelles des magnétos et la décharge des gaz d'échappement du moteur au contact des nuages. Un blindage complet et très soigné diminue l'effet des étincelles ; d'autre part, le récepteur se termine par un sélecteur (électrique, ou de préférence mécanique), à fréquence acoustique ; malgré quoi, ces perturbations limitent la sensibilité possible.

— Intérêt considérable que présente le guidage de l'avion dans une direction ou sur un alignement donné ; les dispositifs employés dans ce but utilisent l'égalité de deux réceptions ou de deux modulations, cette égalité étant appréciée, soit au son, soit par un appareil différentiel.

P. David.

Quelques nouveaux points de vue sur la répartition en Europe des longueurs d'onde pour radiodiffusion ; Siffer Lemoine. *Exp. Wir.* **5**, juillet 1928, 386-396. Exposé d'un plan de répartition des longueurs d'onde, au prorata de l'étendue et de la population de chaque pays. Les postes puissants auraient des longueurs d'onde exclusives, les postes faibles et éloignés les uns des autres pourraient avoir des longueurs d'onde communes. Il serait tenu compte de la situation actuelle des choses.

P. David.

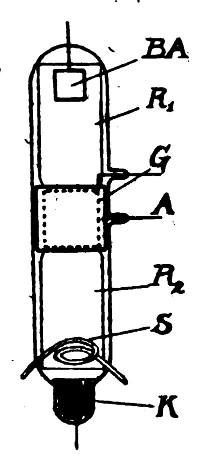
MATÉRIEL

Puissant tube amplificateur à vapeur de mercure; E. Lubcke, *Zeit. Hochfr. Techn.* **32**, juillet 1928, 1-10 — L'auteur a construit un tube à vapeur de mercure, utilisable même en haute fréquence comme amplificateur En voici la disposition :

Dans une ampoule de verre, l'arc jaillit entre une cathode en mercure K et une anode BA (Voir fig) ; au-dessus de la cathode se trouve un serpentin de refroidissement S. dont le rôle, fort important, consiste à empêcher la distillation du mercure L'arc est canalisé entre deux manchons de verre, R1, R2, et fonctionne en permanence sous une tension continue de 22 à 25 volts Un courant *d'électrons* (et non pas d'ions est dérivé au milieu par une plaque cylindrique A (analogue à une sonde), portée à un potentiel positif de 100 à 200 volts. Ce courant est contrôlé par la grille intercalée G

L'appareil fonctionne exactement comme un triode dont le filament se-

rait remplacé par l'arc ; ses caractéristiques sont analogues, mais avec des ordres de grandeur tout différents : pour le tube de 120 mm de diamètre, la



résistance filament-plaque est de l'ordre de 70 ohms ; celle filament-grille de l'ordre de 600 ohms ; la pente de la caractéristique dépasse un *d-mi ampere par volt*. La puissance fournie comme amplificateur atteint plusieurs centaines de watts aux fréquences comprises entre 50 et 3 10^6.

On peut augmenter la puissance en augmentant les dimensions du tube, et aussi en disposant le long de l'arc, plusieurs grilles et plusieurs plaques avec des tensions de polarisation différentes.

L'appareil peut être utilisé pour la régularisation de courants industriels, en raison de son formidable débit ; l'auteur en donne plusieurs schémas (moteurs, générateurs....)

P. David

Le Pentode ; W.-I.-G. Page, *Wir. World*, **23**, 4 juillet 1928, 7-9. — Les plus gros progrès récents ont porté sur les tubes à vide. La lampe à grille-écran a introduit une méthode nouvelle et le pentode la continue. Sa principale caractéristique est d'avoir une pente élevée (1,8) malgré son coefficient d'amplification considérable (60). De plus, la caractéristique dynamique diffère très peu de la caractéristique statique, de sorte que l'on ne perd pas d'amplification malgré la présence de l'impédance du circuit de plaque. Si, en effet, on compare les courbes caractéristiques de plaque des triodes, tétrodes (grille-écran) et pentodes, on constate que : celle des triodes monte constamment ; celle des tétrodes présente un crochet de résistance négative et devient vite horizontale ; celle des pentodes arrive très vite à l'horizontalité, sans crochet. La partie horizontale des caractéristiques (qui ne représente pas une saturation) est due à la présence de l'écran. Le crochet des tétrodes est causé par l'émission secondaire lorsque la tension de plaque est un peu inférieure à celle de l'écran. Dans le pentode, la troisième grille, entre écran et plaque, est réunie au filament et empêche les électrons secondaires d'atteindre l'écran. Le courant de plaque obtenu est considérable et la lampe fournit une puissance importante.

Decaux.

Dispositif d'alimentation des postes radio-récepteurs par le secteur (alternatif) ; G.-B. Crouse, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, août 1928, 1133-1148. — L'alimentation des postes récepteurs par le secteur présente des avantages pratiques évidents. Bon nombre de solutions ont été proposées, et des progrès considérables faits au cours des dernières années, sur la construction des redresseurs, des filtres, des régulateurs de courant et des lampes spéciales à très faible tension. Cependant, l'auteur estime que la meilleure combinaison consiste à employer des lampes ordinaires à faible consommation, alimentées en *série* par le même redresseur qui fournit la tension-plaque. Il donne le schéma complet d'un tel appareil ; les modifications requises sur les postes existants sont insignifiantes ; l'ensemble est très économique ; enfin, des mesures précises ont montré que les caractéristiques électriques du poste n'étaient nullement altérées.

P. David.

Causes et remèdes du ronflement produit par le chauffage des tubes amplificaturs sur courant alternatif ; W.-J. Kimmel, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, août 1928, 1089-1106. — Le chauffage direct des filaments en courant alternatif, provoque un ronflement de la réception, pour trois raisons :

1° La température du filament n'est pas constante.

Cette cause évidente n'est pas la principale. Avec un filament à oxyde, chauffé par du courant à 60 périodes, la variation de température peut être réduite à environ *un* degré; la variation corrélative de l'émission est inappréciable. Le chauffage indirect n'est donc pas nécessaire.

2° Les tensions de grille et de plaque par rapport au filament, ne sont pas constantes.

On remédie à ce défaut en prenant comme potentiel moyen celui du milieu du filament. Mais la correction ainsi obtenue n'est pas parfaite, parce que l'émission électronique n'est pas fonction linéaire de la tension ; l'émission augmente dans une des moitiés du filament, d'une quantité plus grande qu'elle ne diminue dans l'autre. D'où variation de courant plaque à une fréquence double.

3° Le champ magnétique du courant de chauffage dévie les électrons émis, d'une quantité variable. D'où variation de courant plaque, toujours à fréquence double.

Il est heureux que le premier effet soit négligeable, car on ne peut le compenser. Au contraire, les deux derniers sont en opposition de phase, et l'on peut choisir les dimensions du filament rectiligne, de manière à ce qu'ils se neutralisent. Enfin, le deuxième effet peut également être atténué par l'emploi de filaments en V, pour lesquels l'excès d'électrons émis par la moitié négative du filament, est partiellement capté par l'extrémité positive. C'est ce qui est réalisé dans le tube UX 226.

Tout ceci a été vérifié sur de nombreux tubes fabriqués spécialement, en faisant varier les éléments les uns après les autres ; le « ronflement » était enregistré à l'oscillographe.

P. David.

L'emploi du courant alternatif pour le chauffages des filaments; Catley, *Exp. Wir.* **5**. 58, juillet 1928. 380-384. — Examen des principaux effets nuisibles du courant alternatif dans le filament: variation de température ; varation de tension relative de grille.

Le premier effet étant petit par rapport au second, l'auteur ne croit pas à la supériorité des lampes à chauffage indirect, sauf pour la détection.

P. David.

Le câblage scientifique; W.-B. Medlam, *Wir. World*, **22**, 25 avril 1928, 449-452. — Dans un récepteur à plusieurs étages, les divers courants sont mélangés dans les connexions allant aux batteries. De cette façon se produisent des couplages par résistance, capacité et induction. Les premiers peuvent s'éliminer par l'emploi de batteries séparées ou de résistances additionnelles de plaque. Les autres couplages peuvent être évités par la nouvelle méthode de câblage. Elle consiste à connecter séparément aux batteries pour chaque lampe les circuits de plaque, grille et filament par deux conducteurs individuels. Ces deux conducteurs, concentriques ou torsadés, ne produisent aucun champ extérieur. Pour les circuits de grille, ont doit employer des fils fins parallèles et courts pour diminuer leur capacité. Dans le cas de la liaison par résistance et capacité, il faut ajouter une capacité de passage entre les extrémités des circuits de plaque et de grille consécutifs. Ce système donnerait une stabilité remarquable aux amplificateurs et en simplifierait le montage.

B. Decaux.

DIVERS

Influence de la distorsion non-linéaire, due au fer, sur la qualité et l'intelligibilité d'une transmission téléphonique; G. V. Bekesy, *El. Nachr. Techn.*. **5**, juin 1928. 231-246. — L'induction dans le fer n'étant pas proportionnelle au champ, tout appareil à noyau de fer introduit une distorsion « non-linéaire », c'est-à-dire provoque l'apparition d'harmoniques.

En particulier, si l'on admet entre le champ et l'induction, la relation :

$$B = \mu_0 H + \nu H^2,$$

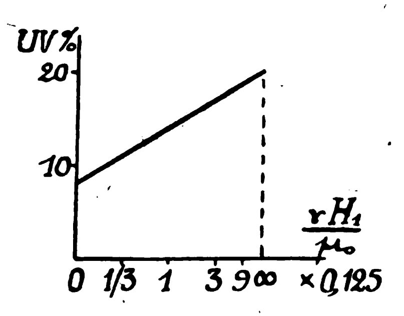
on montre aisément que le champ sinusoïdal $H_1 \cos \omega t$ produit une induction non-sinusoïdale, par suite de

la présence de termes en 3 ω, 5 ω, etc. L'amplitude de tous ces harmoniques est proportionnelle au coefficient :

$$k = \frac{\nu H_1}{\mu_0},$$

qui sert de mesure à la distorsion « non-linéaire » (1).

Jusqu'à quel point cette distorsion, existant dans tous les circuits téléphoniques, est elle nuisible à la qualité et à l'intelligibilité des transmissions ?



L'auteur s'est proposé de le déterminer. Pour cela il mesure l'intelligibilité par la proportion de syllabes distinctes isolées, transmises correctement d'un opérateur à l'autre à travers le circuit. Soit *UV* le pourcentage de fautes, dues à la distorsion non-linéaire *k*. Au moyen d'un montage spécial, l'auteur fait varier *k* de zéro à l infini, et mesure UV. Il trouve la courbe ci-contre et il en déduit que l'effet nuisible de la distorsion non-linéaire est *peu marqué*, ne pouvant, en aucun cas, amener plus de 13 °/₀ de fautes.

(1) On pourrait définir de la même manière la distorsion non-linéaire due par exemple, à la courbure des caractéristiques des tubes amplificateurs. Le rapport *k* a été appelé par d'autres auteur « coefficient de cliquetis ».

L'article contient en outre une discussion de la méthode employée pour les mesures d'intelligibilité. D'apres l'auteur, toutes les déformations possibles agiraient de la même manière sur les différents sons, et une déformation quelconque, par exemple la superposition d'un son musical permanent, pourrait servir de repère à toutes les autres. Nous ne croyons pas que ce soit exact (Voir Annales des P.T.T avril 1928 p. 265), du moins pour la langue française. Mais l'auteur opérait sur la langue hongroise et rien ne prouve que les résultats doivent être identiques.

P. David.

BIBLIOGRAPHIE

Hochfrequenztechnik, par Graetz, Lange, Roder, Runge, Buschbeck, 1 vol., J.-A Barth, Leipzig, 1928. — Ce petit ouvrage résume rapidement, mais avec clarté et commodité, les principaux éléments de la radiotechnique :

— rayonnement et antennes, faisceaux.
— propagation des ondes;
— propriétés des circuits (selfs, capacités, résistances);
— tubes à vide;
— émetteurs à étincelles, à arcs, alternateurs, postes à lampes;
— appareils récepteurs; sélection, amplification;
— radiogoniométrie.

Les formules sont données sans démonstrations; certains chapitres sont pourvus d'une bibliographie choisie, d'autres n'en ont aucune.

P. David.

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

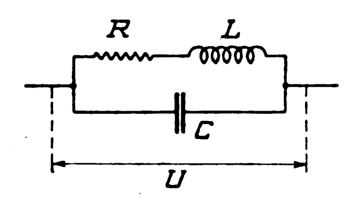
GÉNÉRALITÉS

Rayonnement et induction. R.R. Ramsey et R. Dreisback, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **16**, 8, août 1928, 1118-1132. — Les auteurs se proposent d'éclaircir les notions, souvent mal comprises, de rayonnement et d'induction. Pour cela ils calculent, au moyen des formules élémentaires, le champ magnétique induit par un courant ouvert et fermé, ils montrent ensuite comment l'hypothèse d'une propagation à vitesse finie introduit un nouveau terme, représentatif du rayonnement. Ce dernier terme décroît seulement comme l'inverse de la distance et correspond à une dissipation d'énergie.

Les auteurs ont, d'autre part, effectué une vérification expérimentale de la formule du champ rayonné par un cadre (telle qu'elle a été donnée par Dellinger). La longueur d'onde employée était de 16 mètres. Les petits écarts entre les valeurs calculées et les valeurs relevées s'expliquent aisément par la présence de conducteurs (arbres, fils) qui déformaient le champ.

P. David.

Résonance-parallèle et anti-résonance ; W.-J. Seeley, *Journ. Am. Ist. El. Eng.*, **47**, septembre 1928, 662-665. — Dans un circuit « bouchon »



ou « anti-résonant » (fig.), on admet d'ordinaire que la condition de réactance nulle ($LC\omega^2 = 1$) est identique à la condition d'impédance maximum aux bornes.

Or, ceci n'est qu'approché, lorsque la résistance R n'est pas nulle et que la variable est L ou ω. L'auteur calcule les valeurs exactes et les compare avec les valeurs approchées; il conclut que la différence peut être appréciable aux basses fréquences, mais qu'elle est négligeable aux radio-fréquences dans les cas usuels où la résistance R ne dépasse pas 100 ohms.

P. David.

Compensateur à courant alternatif à grand domaine de fréquence ; K. Lion, *El. Nachr. Techn.*, **5**, 7 juillet 1928, 276-283. — Par « compensateur », l'auteur entend un appareil permettant de régler *la phase* (et l'amplitude) du courant alternatif.

Son dispositif comporte l'emploi d'un champ tournant produit par des courants diphasés, prélevés aux bornes d'une self-induction pure et d'une résistance pure. Il décrit avec photographies l'appareil réalisé et donne quelques exemples d'utilisation en basse fréquence.

L'auteur semble ignorer qu'un dispositif tout à fait analogue, a été décrit en 1925 par MM. Mesny et Lange (*Onde El.* 1925, p. 232-241 et 397-398).

P. David.

Méthodes, formules et tables pour le calcul de la capacité des antennes ; F.-W. Groover, *Sc. Pap. Bur. of Stand.*, n° 568, 9 janvier 1928. — Les calculs sont basés sur l'hypothèse de *Howe*; on suppose d'abord la charge uniformément répartie sur les fils; on en déduit la répartition du potentiel, et l'on prend le potentiel moyen comme potentiel final d'équilibre.

Des formules et des tables sont données, qui fournissent les capacités des antennes usuelles : fils horizontaux, verticaux, obliques, nappes, rideaux, parapluie...

Les unités de longueur employées sont le *pied* et le *pouce* américains.

P. David.


le sourire des gagnants
les quatre premiers gagnants viennent prendre livraison de la voiture qu'ils ont gagnée au concours...
TUDOR
le plus gros producteur français de batteries pour toutes applications
Direction et Usine : 180, rue du Fg d'Arras, Lille. Bureau à Paris, 16, rue de La Baume (8e)

MESURES

Mesure des fréquences; F. Bedeau et J. de Mare, *T. S. F. Moderne*, **9**, août 1928, 469-485. — La méthode des auteurs consiste à amplifier les harmoniques du courant d'entretien d'un diapason et à synchroniser une hétérodyne avec l'un d'eux. Le repérage exact de la fréquence sur l'ondemètre se fait par la méthode des courbes de Townshend. Un oscillateur à quartz réglé par thermostat sur un harmonique du diapason permet d'obtenir des fréquences très élevées.

Parmi les particularités du matériel employé, signalons les suivantes. Le diapason en élinvar est entretenu par un amplificateur à deux étages Le courant d'entretien attaque un triode détectant par les deux coudes de la caractéristique de plaque. Un bouchon inséré dans le circuit de plaque isole l'harmonique considéré. Un jeu de diapasons permet des recouvrements. Un récepteur autodyne met en évidence par battements les variations de fréquence au voisinage de l'accord.

Le contrôleur d'onde est un simple circuit d'absorption. L'oscillateur à quartz fournit trois fréquences fondamentales L'hétérodyne synchronisée est constituée par une bigrille. et un circuit-bouchon de plaque isole un de ses harmoniques.

Des détails sont donnés sur l'emploi pratique de la méthode et l'interpolation des résultats.

Decaux.

Le contrôle de la qualité dans un ensemble de radio-diffusion; E. K. Sandemann, *El. Comm.*, **7**, 1, juillet 1928, 33 38. — Ce contrôle s'effectue dans la gamme de fréquences 30-10 000 p:s en mesurant l'amplification ou l'affaiblissement donnés par les différentes parties du système (amplificateurs, lignes, égaliseurs,..).

L'appareil employé (« 74.006-G-Transmission measuring set ») permet d'obtenir un signal de la fréquence désirée, et dont l'amplitude se règle par potentiomètre ; le déplacement d'un index sur un fil résistant calibré, est commandé par un bouton, dont la rotation est graduée directement en « népers ».

L'auteur donne l'exemple d'application et les courbes relevées sur le poste de Kalundborg, près Copenhague.

P. David.

Un appareil donnant les constantes des lampes par lecture directe; Marcus G. Scroggie, *Exp. Wir.*, **5**, septembre 1928, 480-484. — Lorsqu'on ne désire pas une grande précision pour les caractéristiques de lampes, il peut être intéressant d'avoir une méthode de mesure très simple et très rapide Après avoir rappelé la notion de surface caractéristique, l'auteur définit R_a, μ et G $\left(G = \frac{\mu}{R_a}\right)$ et la tension réduite $v_L = v_a + \mu v_g$.

En essayant les lampes les plus diverses, il a trouvé qu'à 10 °/° près on peut poser $R_a = \frac{0,6\ V_L}{I_a}$ (1). Un shunt sur le milliampèremètre peut être gradué en fonction de R_a si on ramène l'aiguille à un point fixe.

Pour mesurer la pente G on abaisse la tension de grille au moyen d'une résistance R en série en commun dans les circuits de grille et de plaque. Si I_1 et I_2 sont les intensités suivant que R est court-circuité ou non, on a :

$$G = \frac{I_1 - I_2}{I_2 R} - \frac{1}{R_a}.$$

En négligeant $\frac{1}{R_a}$ on peut graduer l'appareil en fonction de G. Les opérations sont donc les suivantes : on règle le shunt à la valeur normale de R_a, le milliampèremètre indique le pourcentage d'erreur. En décourt-circuitant R l'aiguille baisse et marque la valeur approximative de G. La correction $\frac{1}{R_a}$ se lit sur une graduation portée par le potentiomètre. Un dispositif de protection et diverses particularités sont décrites

Cet appareil permet une vérification très rapide des lampes par du personnel non expérimenté.

Decaux.

(1) Cette approximation rattache la résistance interne à ce que nous avons proposé d'appeler la « résistance apparente statique ». Elle ne peut être justifiée que pour les triodes.

ÉMISSION

Production d'ondes très courtes par la méthode de Barkhausen et Kurz, mais avec des tensions alternatives. W. Wechsung, *Zeitschr. Hochfr. Techn.* **32**. 1, 2, juillet août 1928, 15-18, 58-75. — L'auteur a d'abord repris la mesure précise des longueurs d'onde obtenues par la méthode Barkhausen et Kurz, et de l'influence des tensions d'alimentation: ces résultats se rapprochent davantage ceux, théoriques, déduits de la formule de Scheibe.

Il a ensuite alimenté le générateur avec des tensions alternatives ; les courbes de résonance se sont aplaties et l'énergie des oscillations a diminué.

Enfin l'auteur a expérimenté un grand nombre de tubes différents, et vérifié que la présence de traces de gaz, ou celle d'un filament en zig-zag n'empêchent pas les oscillations.

P. David.

RÉCEPTION

Capacité entre électrodes et amplificateur à résistances; Hartshorn, *Exp. Wir.*, **5**, août 1928, 419-430. — Lorsqu'une lampe est en fonctionnement, son impédance d'entrée ne comprend pas seulement la capacité et la conductance de l'intervalle filament grille, mais aussi la dérivation formée par la capacité de plaque et le circuit d'utilisation.

Or, cette dérivation, parcourue par le courant amplifié, joue un rôle d'autant plus important que le coefficient d'amplification μ et la résistance extérieure du circuit de plaque, R, sont plus grands.

L'auteur a calculé et vérifié expérimentalement, en intercalant la lampe dans un « pont », que la capacité apparente à l'entrée d'une lampe normale, passait de quelques micro-microfarads, pour $R = 0$, à plusieurs centaines de micro-microfarads, pour

$$R = 1 \text{ mégohm}.$$

Il en résulte que dans les amplificateurs à résistance, les capacités parasites sont beaucoup plus importantes qu'on ne le suppose généralement La tendance actuelle d'augmenter notablement μ et R, est donc extrêmement préjudiciable à la qualité de la reproduction, les fréquences élevées étant insuffisamment amplifiées.

Cette conclusion rejoint plusieurs résultats analogues (voir *Onde Electrique*, août 1928, p. 39-A ; janvier 1928, p 4 A).

P. David.

Influence de la capacité grille-plaque sur les détecteurs et amplificateurs B.F ; W.-B. Medlam, *Exp. Wir.*, **5**, octobre 1928, 545-555. — Dans un récepteur amplificateur, on sait que la capacité grille-plaque produit une « réaction » du courant amplifié sur le circuit de grille; d'où résulte une modification de l'accord et de la résistance du circuit.

On se borne généralement à calculer la variation de résistance pour la fréquence de résonance de l'ensemble; c'est-à-dire, lors d'une réception radiophonique, pour l'onde porteuse. Mais il est intéressant de voir comment elle varie *au voisinage* de cette fréquence, c'est-à-dire pour les « bandes latérales » de la modulation.

L'auteur fait le calcul complet, assez laborieux, pour deux schémas « équivalents » au détecteur et à l'amplificateur basse fréquence. Il trouve que la réaction varie dans des proportions formidables, avec le plus petit désaccord du circuit; l'une des « bandes latérales » peut être amplifiée 4 à 5 fois plus que l'autre; d'où résulte une distorsion énorme et une augmentation apparente du taux de modulation. Seuls, des montages neutrodynes permettent d'éliminer ce défaut.

Ces résultats surprenants (et qui deviendraient invraisemblables par un choix peu différent des valeurs numériques) ne sont confirmés par *aucune* expérience ; ce que le lecteur regrettera vivement.

P. David.

Sur l'amplificateur basse fréquence par transformateurs. H Reppich, *Zeitschr. Hochfr techn.* **32**, 1, juillet 1928, 22-24. L'auteur établit (d'après Muller et Von Ardenne) l'équation du transformateur de couplage entre lampes. Il montre que la self de fuite peut donner lieu, avec la capacité des enroulements, à une « résonance de fuite » pour laquelle la tension secondaire croit énormément. — On


Digitized by Google

peut utiliser cette propriété pour régulariser la courbe du rendement en fonction de la fréquence ; à titre d'exemple l'auteur donne une telle courbe très satisfaisante sur une étendue de 8 octaves.

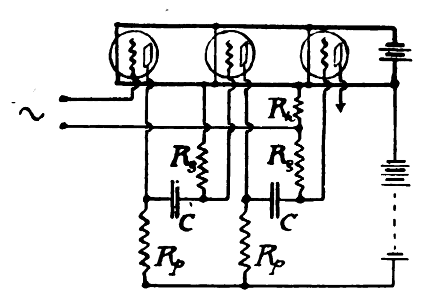
P. David.

Limiteur de tension pour amplificateur. — O. Kappelmayer, *Zeitschr. Hochfr Techn.* **32**, 1, juillet 1928, 25-26. Pour éviter la surcharge des amplificateurs, il est bon de limiter la tension appliquée. En particulier le dernier étage d'un amplificateur basse fréquence peut se trouver saturé lors d'un passage « fortissimo » Pour l'éviter on peut tout simplement disposer en parallèle sur la grille, un *tube à décharge* « glimmrohr ») qui s'allume pour la tension limite et agit alors comme court-circuit.

(Ce procédé nous paraît sujet à quelques réserves)

P. David.

Amplificateurs basse fréquence à résistances. H. F Mayer, *El.-Techn. Zeits*, 1927, 10 et *Ann. P. T. T.*, 17, mai 1928, 404-415. — L'amplificateur à résistances ne donne une reproduction uniforme des diverses fréquences, que moyennant certaines conditions. En particulier, pour la reproduction fidèle des fréquences élevées de la voix, il faut employer des lampes dont la résistance intérieure ne dépasse pas 200.000 ohms (dans les conditions réelles d'emploi) et d'autre part, pour la conservation des fréquences grave, il faut donner aux capacités de liaison des valeurs supérieures à 10 millièmes de microfarad.



L'amplification ainsi obtenue n'est pas très élevée ; mais on peut l'augmenter notablement par un artifice, lorsqu'il y a plusieurs étages Il suffit de mettre en série dans la grille de la première lampe, une portion R_k de la résistance de grille de la troisième. On produit ainsi une « réaction » ayant la phase convenable, indépendante de la fréquence, et qui ne modifie en rien la fidélité de l'appareil.

P. David

La réception de la radio-diffusion ; W. L. Mc. Pherson, *El. Comm.*, **7**, 1, juillet 1928, 39-55. — Article général sur la construction rationnelle des récepteurs, et les précautions à prendre pour obtenir une qualité de réception satisfaisant même l'oreille musicale Quelques chiffres intéressants sont donnés, comme ordre de grandeur ; ils s'appliquent particulièrement à la gamme des ondes courtes (200 à 600 m.) ; les points suivants sont soulignés :

nécessité de reproduire les fréquences jusqu'à 5 000 au moins ;

inconvénients de la détection « proportionnelle au carré » et de la saturation du détecteur ;

forces normales du champ électromagnétique reçu : station rapprochée, 25.000 microvolts/mètre ; station éloignée, 150 microvolts ;

constantes normales de l'antenne : 30 m. de longueur, 20 m. de hauteur ; capacité, 0,2 à 0,05 millième ; self-induction, environ 20 microhenrys ; résistance, 20 ohms ;

tension recueillie aux bornes du circuit accordé, associé à l'antenne : pour une station rapprochée, 2,5 volts ; pour une station éloignée 0,015 volt ;

tension recueillie aux bornes d'un cadre : environ dix fois moins ;

amplification nécessaire avant détection : de 1 à 400 ;

amplification nécessaire après détection, pour fournir un à deux dixièmes de watt au haut-parleur : au moins 30 ;

danger de la réaction qui exagère la sélectivité ; on ne devrait jamais lui demander une amplification supérieure à 10 ; « dans l'arsenal du radio technicien, la réaction est l'arme dont on a le plus abusé » ;

nécessité de faire cette réaction sur le deuxième étage et de neutraliser le premier pour éviter les oscillations dans l'antenne ;

avantages du super-hétérodyne : rendement de la première détection ; possibilité d'organiser un système sélectif très efficace ;

son inconvénient : la sélectivité de-

vient facilement excessive; pour éviter ce défaut, il est préférable que l'amplificateur moyenne fréquence ne contienne pas de circuits accordés à résonances aiguës.

L'auteur décrit, à titre d'exemple, les récepteurs Western, types 44081 à deux tubes « Weconomy » et 4002, superhétérodyne à 7 lampes.

P. DAVID.

Note sur l'amplification apériodique et son application à l'étude des parasites atmosphériques; A. HUND, *Proc. Inst Rad. Eng.*, **16**, 8, août 1928, 1077-1078. Pour l'étude des perturbations de forme quelconque, et notamment des parasites, on ne doit employer que des amplificateurs ne déformant pas la courbe du courant. Il ne doit y avoir aucun transformateur ni circuit accordé. L'auteur indique un schéma d'amplificateur à résistances satisfaisant à cette condition (la liaison entre étages se faisant par piles).

P. DAVID.

Exploitation, Applications

Radiotéléphonie transatlantique. Organisation et fonctionnement du service; K.-W. WATERSON, *Bell. S. Techn. Journ* **7**, avril 1928, 187-194 et *Journ. Am. Inst. El. Eng.* **47**, avril 1928, 270-273. — La liaison téléphonique transatlantique une fois techniquement obtenue, son utilisation commerciale n'a pas été sans soulever quelques difficultés.

Les règlements et les usages sur les demandes et les tarifs, ne sont pas les mêmes en Amérique et en Grande Bretagne. De petites différences de langage existent aussi. Enfin une discipline rigoureuse est nécessaire pour raccorder à chaque extrémité les lignes d'abonnés.

Actuellement la liaison fonctionne de 7 h. 30 à 18 heures (heure de New-York), c'est-à-dire de 12 h. 30 à 23 h., (heure de Londres).

Le tarif de Londres à New-York est de 15 livres sterling pour les trois premières minutes, et de 5 livres par minute supplémentaire, avec maximum de 12 minutes.

Le trafic n'est pas encore important : 7 communications par jour, en moyenne. Le jour de Noël le maximum a été de 44 Il y a tout lieu de penser que ce trafic augmentera, d'abord avec le temps et l'habitude, ensuite parce que des perfectionnements nouveaux assureront le secret des communications, enfin parce que le service s'étendra, d'un côté au Canada, à Cuba et au Mexique, de l'autre aux principales villes d'Europe

Au point de vue qualité, le service est plutôt meilleur qu'on n'avait prévu, et les interruptions dues aux parasites n'atteignent pas deux heures par jour pendant les plus mauvais mois d'été.

P. DAVID.

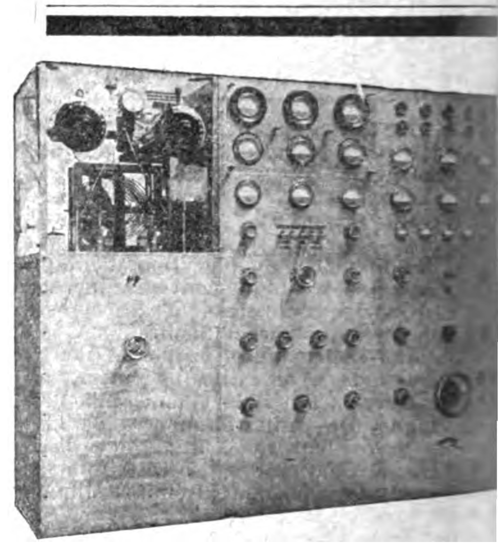
Téléphonie sur ondes extrêmement courtes. H.-L HOLLMANN, *El. Nachr. Techn.* 5, 7, juillet 1928, 268-725. — On sait que des ondes de 0,30 à 0,60 m. peuvent être produites par un triode, dont la grille est portée à un potentiel élevé, la plaque à un faible potentiel *négatif*, et ces deux électrodes réunies à un système de fils de Lecher.

De telles oscillations ont été étudiées d'abord par Barkhausen et Kurz, puis par Gill et Morel

L'auteur a déjà montré dans un travail antérieur, que les oscillations étudiées par ces groupes d'auteurs, n'avaient pas le même mécanisme La fréquence des ondes Barkhausen-Kurz ne dépend que des tensions appliquées; celle des ondes Gill-Morel dépend du système de Lecher. Un montage convenable permet d'obtenir à volonté les unes ou les autres en déplaçant le pont d'une manière continue sur les fils.

Ceci rappelé, l'auteur passe à l'étude de la modulation téléphonique pour ces deux types d'oscillations. Il remarque tout d'abord que la fréquence des oscillations, type Barkhausen Kurz, est toujours modulée en même temps que l'amplitude. puisqu'elle dépend des tensions d'alimentation. . Il examine ensuite les divers montages possibles : tube modulateur en parallèle ou en série avec le tube oscillateur ; transformateur sur la plaque Ces trois variantes peuvent fonctionner ; l'auteur décrit avec photographies un émetteur de 20 watts employant la troisième, et donnant (en circuit fermé) des intensités de 0,5 amp. sur la longueur d'onde 0,66 m. Il décrit aussi un récepteur formé d'une petite antenne dipôle, d'un système de Lecher servant à l'accord, et d'une lampe détectrice. Ce récepteur lui a permis d'étudier le


LES RADIODIFFUSORS
LES POSTES
Pathé
TSF
LES MEILLEURS
MOINS CHERS
CATALOGUE FRANCO
30, Bd des Italiens
PARIS
G.M: 260 frs







champ jusqu'à des distances de 500 longueurs d'onde, soit 330 m., et de mettre en évidence très aisément les phénomènesde réflexions, ondes stationnaires, distorsion par conducteurs métalliques, etc.

P. David.

La radio-diffusion en Suède, Norvège et Danemark; A. Taranger. *El. Comm.*, **7**, 1, juillet 1928, 18-23. — Les pays scandinaves ont organisé d'une manière satisfaisante leur radio diffusion.

En dépit de sa faible population. (2.750.000 habitants et de sa constitution géographique peu favorable, la Norvège possède 9 stations, dont 2 de 1.500 watts.

La Suède compte pour 6.000.000 d'habitants, une trentaine de stations dont une de 40 kilowatts.

Le Danemark, de superficie bien plus faible, mais relativement peuplé (3.390 000 habitants), possède deux stations, dont l'une de 7,5 kilowatts.

En Suède et Norvège, l'exploitation est confiée à des compagnies privées, auxquelles l'Etat verse la majeure partie d'une taxe prélevée sur les auditeurs. Au Danemark, la radio-diffusion est monopole d'Etat.

Un réseau de ligne d'intercommunication permet de faire transmettre le même programme à volonté par plusieurs et même par toutes les stations scandinaves.

P. David.

La station Radio de Kalundborg; K. Christiansen, *El Comm*, **7**, 1, juillet 1928, 23-32. — Description de la station de radio-diffusion de Kalundborg près Copenhague(longueur d'onde 1.153 m)

Elle présente la particularité d'avoir un « maître-oscillateur » séparé, qui commande après amplification convenable, deux tubes de 15 Kw. ; la puissance antenne est de 7,5 Kw.

Les divers circuits accordés, et l'antenne elle-même, ont été spécialement amortis pour laisser passer les « bandes latérales » de la modulation ; grâce à cette précaution, et à la qualité du système microphonique, la « bande » de fréquences transmise s'étend de 40 à 6.000 p : s avec une régularité parfaite, et jusqu'à 10.000 p : s avec un affaiblissement inférieur à 2 népers (soit de l'ordre de 1/8).

Comme l'auteur le fait justement remarquer, c'est là un degré de qualité que les récepteurs actuels sont incapables de conserver.

P. David.

La téléphotographie. — G. Kette et W. Kiel, *Télegr. Fernspr. Techn.*, février 1927 ; *Annales P. T. T.*, 16, 11. novembre 1927, 1017-1046. — Vue générale sur le problème de la transmission des images et sur les solutions réalisées dans les différents pays : systèmes Korn (encre isolante sur du zinc, ou bien cellule au sélénium); sytème Dieckman (réception par stylet chauffé appuyant sur du papier carbone); système Belin (encre en relief) ; système Nesper (papier chimique à l'iodure de potassium) : et les nombreux systèmes utilisant une cellule photo-électrique et un enregistrement photographique.

Un tableau groupe, en terminant, les caractéristiques essentielles des différents procédés.

P. David

L'Etat actuel du Problème de la télévision. G. Valensi. *Ann. P. T. T.*, **16**, 11, novembre 1927, 1047-1067. — L'auteur rappelle d'abord comment se pose le problème de la télévision et quelles difficultés énormes soulève la transmission d'une image en 1/16 de seconde. Il passe ensuite en revue les différentes solutions en cours : Systèmes américains d'Alexanderson (à sept transmissions simultanées) et des laboratoires Bell (Voir *O. E.* avril 1928, anal p. 22 24 A.) ; système anglais de Baird (lentilles tournantes ; éclairage en infra-rouge) ; dispositifs français Dauvillers et Belin-Hollweck (réception à l'oscillographe cathodique) ; enfin l'auteur indique le principe et les avantages de sa propre solution (exploration de l'image à vitesse constante par disques découpés en spirales)

P. David

Progrès de la Télévision ; *Electrician*, **101**, 5 octobre 1928, p. 379. — La Compagnie anglaise « Baird Television Development C° » va mettre en vente des appareils récepteurs privés de télévision. Elle a invité à une démonstration, diverses personnalités techniques.

Le rédacteur de l'*Electrician* ne semble pas enthousiasmé des résultats. « La projection, dit il, était inférieure aux premiers essais publics du cinémato-

champ jusqu'à des distances de 500 longueurs d'onde, soit 330 m., et de mettre en évidence très aisément les phénomènesde réflexions, ondes stationnaires, distorsion par conducteurs métalliques, etc.

P. DAVID.

La radio-diffusion en Suède, Norvège et Danemark; A. TABANGER. *El. Comm.*, **7**, 1, juillet 1928, 18-23. — Les pays scandinaves ont organisé d'une manière satisfaisante leur radio diffusion.

En dépit de sa faible population (2.750.000 habitants et de sa constitution géographique peu favorable, la Norvège possède 9 stations, dont 2 de 1.500 watts.

La Suède compte pour 6.000.000 d'habitants, une trentaine de stations dont une de 40 kilowatts.

Le Danemark, de superficie bien plus faible, mais relativement peuplé (3.390 000 habitants), possède deux stations, dont l'une de 7,5 kilowatts.

En Suède et Norvège, l'exploitation est confiée à des compagnies privées, auxquelles l'Etat verse la majeure partie d'une taxe prélevée sur les auditeurs. Au Danemark, la radio-diffusion est monopole d'Etat.

Un réseau de ligne d'intercommunication permet de faire transmettre le même programme à volonté par plusieurs et même par toutes les stations scandinaves.

P. DAVID.

La station Radio de Kalundborg; K. CHRISTIANSEN, *El Comm*, **7**, 1, juillet 1928, 23-32. — Description de la station de radio-diffusion de Kalundborg près Copenhague (longueur d'onde 1.153 m)

Elle présente la particularité d'avoir un « maître-oscillateur » séparé, qui commande après amplification convenable, deux tubes de 15 Kw.; la puissance antenne est de 7,5 Kw.

Les divers circuits accordés, et l'antenne elle-même, ont été spécialement amortis pour laisser passer les « bandes latérales » de la modulation; grâce à cette précaution, et à la qualité du système microphonique, la « bande » de fréquences transmise s'étend de 40 à 6.000 p : s avec une régularité parfaite, et jusqu'à 10.000 p : s avec un affaiblissement inférieur à 2 népers (soit de l'ordre de 1/8).

Comme l'auteur le fait justement remarquer, c'est là un degré de qualité que les récepteurs actuels sont incapables de conserver.

P. DAVID.

La téléphotographie. — G. KETTE et W. KIEL, *Télégr. Fernspr. Techn.*, février 1927; *Annales P. T. T.*, 16, 11. novembre 1927, 1017-1046. — Vue générale sur le problème de la transmission des images et sur les solutions réalisées dans les différents pays : systèmes Korn (encre isolante sur du zinc, ou bien cellule au sélénium); sytème Dieckman (réception par stylet chauffé appuyant sur du papier carbone); système Belin (encre en relief); système Nesper (papier chimique à l'iodure de potassium); et les nombreux systèmes utilisant une cellule photo-électrique et un enregistrement photographique.

Un tableau groupe, en terminant, les caractéristiques essentielles des différents procédés.

P. DAVID

L'Etat actuel du Problème de la télévision. G. VALENSI. *Ann. P. T. T.*, **16**, 11, novembre 1927, 1047-1067. — L'auteur rappelle d'abord comment se pose le problème de la télévision et quelles difficultés énormes soulève la transmission d'une image en 1/16 de seconde. Il passe ensuite en revue les différentes solutions en cours : Systèmes américains d'Alexanderson (à sept transmissions simultanées) et des laboratoires Bell (Voir *O. E.* avril 1928, anal p. 22 24 A.); système anglais de Baird (lentilles tournantes; éclairage en infra-rouge); dispositifs français Dauvillers et Belin-Hollweck (réception à l'oscillographe cathodique); enfin l'auteur indique le principe et les avantages de sa propre solution (exploration de l'image à vitesse constante par disques découpés en spirales)

P. DAVID

Progrès de la Télévision; *Electrician*, **101**, 5 octobre 1928, p. 379. — La Compagnie anglaise « Baird Television Development C° » va mettre en vente des appareils récepteurs privés de télévision. Elle a invité à une démonstration, diverses personnalités techniques.

Le rédacteur de l'*Electrician* ne semble pas enthousiasmé des résultats. « La projection, dit il, était inférieure aux premiers essais publics du cinémato-

RADIOFOTOS H.F.

Caractéristiques:
Chauffage 4 v. 0,06 ampère
Tension plaque 20 à 60 v.
Courant de saturation 12 mA env
Coefficient d'ampl.on 20 à 25
Résistance int.re 110 ohms env

Prix: 37'50

LAMPES FOTOS

BASSE FRÉQUENCE FOTOS B-F1

Caractéristiques:
Chauffage 3,8 à 4 v. 0,12 ampère
Tension plaque 40 à 100 v
Courant de saturation 30 à 35 m
Coefficient d'ampl.on 6 à 7
Résistance int.re 7000 ohms

Prix: 40!

Une lampe étudiée pour chaque besoin

BIGRILLE (OSCILLATRICE)

Spéciale pour changeurs de fréquence

Caractéristiques

Prix: 40!

RADIOFOTOS DÉTECTRICE D

Spéciale pour la détection ou pour le 1er étage basse fréquence lorsque l'appareil en comporte 2 (une B.F.1 est à utiliser sur le deuxième)

Caractéristiques
Chauffage 4 v. 0,07 ampère Tension pl. 40 à 80 v.
Courant de saturation 12 mA env
Coefficient d'amplification 10 env
Résistance interne 11 000 ohms env

Prix: 37'50

RADIOFOTOS M.F.

Caractéristiques

Prix: 37'50

FABRICATION GRAMMONT



ÉTABLISSEMENTS
ANDRÉ CARLIER
13, Rue Charles-Lecocq
(ex - Passage Dehaynin)
PARIS (15e)

graphe ». Dans la télévision d'une physionomie, « les mouvements des yeux et de la bouche pouvaient être aisément distingués » mais « l'ensemble manquait de détails » et « sous les yeux et le menton, l'image était à ce point obscure, que tout détail qui aurait pu s'y trouver, était perdu ».

L'auteur estime donc que si la télévision est assurément possible, cependant beaucoup reste à faire ; la mise en service des appareils Baird lui semble prématurée.

Il faut encore noter que la transmission était faite sur fil à petite distance et que le système émetteur n'a pas été exhibé.

P. David.

Quelques nouvelles applications des ondes courtes; James Taylor et Wilfrid Taylor, *Exp Wir.*, **5**, septembre 1928, 503-508. — Les auteurs ont effectué des expériences sur la décharge « sans électrodes » dans les gaz raréfiés en haute-fréquence. Les deux électrodes extérieures sont connectées aux extrémités d'un circuit couplé à un oscillateur à fils de Lecher Un tube de Geissler alimenté par une bobine d'induction sert de jauge à vide.

Des décharges ont été obtenues dans des tubes très durs (0,05 μ) et diverses questions se posent sur la cause des phénomènes observés.

L'aspect de la luminosité est variable suivant les cas ; la décharge a encore lieu si l'on supprime une des électrodes.

Si le tube comporte une sphère terminale, la décharge peut prendre deux aspects : lorsque la puissance de haute-fréquence est grande, on a un pinceau entouré d'une lueur diffuse remplissant le globe Si la puissance est faible, il ne reste que la lueur diffuse, séparée nettement des parois et insensible aux champs extérieurs

Tous ces phénomènes, explicables par la théorie de Langmuir, ouvrent des perspectives nouvelles à toutes les sciences électroniques.

Decaux.

Un dispositif de modulation pour un émetteur destiné aux études d'échos sur la couche de Kennelly-Heaviside; M.-A. Tuve et O Dahl, *Proc. Inst of Rad Eng.*, **16**, juin 1928, 794-798. — Un multivibrateur très déséquilibré donne des variations brusques de courant de plaque qui, par un transformateur, attaquent des lampes de 50 w dont la grille est très polarisée. Les variations n'agissent que dans un seul sens et donnent, à 500 p : s, des tops de 1200 v environ durant 1/4000e de seconde. Ces tops commandent par tout ou rien un émetteur de 20 kw.

Decaux.

MATÉRIEL

La lampe à grille-écran; N.-H. Williams, *Proc Inst. of Rad. Eng.*, **16**, juin 1928, 840-843. — Avec les triodes, l'amplification à résistances est réduite en haute-fréquence par les capacités entre électrodes ; avec circuit bouchon, les accrochages limitent l'amplification.

La lampe à grille écran résoud le problème. Sa capacité grille-plaque est le 1/100 de celle d'un triode et une amplification de 60 peut être obtenue à 700000 p : s. La résistance interne est d'environ 500 000 ω et le coefficient d'amplification de 200 L'auteur signale que les capacités grille-plaque et filament-plaque étant négligeables (1), on peut écrire que l'amplification est sensiblement égale au produit de la pente (0,4/1000) par l'impédance du circuit de plaque

Un amplificateur à 5 étages amplifiant environ 2000000 de fois a été utilisé pour des recherches sur la charge de l'électron au moyen du schrotteffekt.

Decaux.

L'étage de sortie et le pentode; N. W. M. Lachlan, *Wir World.*, **23**, 2, 3, 4 11 juillet, 18 juillet, 25 juillet 1928, 30-33, 77-80, 113-116. — Alors que les triodes de puissance ont des résistances internes de 2 500 à 4.000ω, celle du pentode dépasse 30.000ω. Cepen-

(1) Il nous semble pourtant qu'à la capacité filament-plaque vient s'ajouter la capacité écran-plaque qui, elle, n'est pas négligeable, et réduirait l'amplification si l'on employait des résistances au lieu de circuits-bouchons.

dant la puissance obtenue dépasse celle du triode correspondant. On dispose d'une variation rectiligne de courant d'environ 30 mA lorsque la plaque et l'écran sont portés à 150 v. Si l'on met la plaque et l'écran en parallèle on obtient une sorte de triode ayant la même pente (1,8) mais une résistance interne de 2 900ω seulement.

Les propriétés du pentode sont surtout intéressantes avec le haut parleur à bobine mobile, parce que l'impédance de ce dernier, reste toujours négligeable devant la résistance interne du tube. Il n'en est pas toujours de même avec les hauts-parleurs à palette. Leur résistance apparente croît plus vite que la fréquence à cause du fer. Dans certains cas la fidélité peut être moins bonne avec les pentodes qu'avec des triodes.

L'impédance d'entrée de la lampe peut avoir une grande importance et il faut diminuer les capacités parasites pour ne pas perdre des notes aiguës, surtout si l'impédance du haut-parleur est élevée.

Etant donnée la résistance interne élevée on peut augmenter le nombre de tours des bobines mobiles de haut-parleur ; on arriverait ainsi à une puissance sonore neuf fois plus grande qu'avec un triode, pour un même signal. Même sans cela, le courant dans la bobine peut être 4 fois celui donné par un triode Cette lampe ne peut naturellement être employé qu'en dernier étage.

Il importe de prendre des précautions toutes spéciales pour éviter un couplage entre les circuits de plaque et d'écran par la batterie commune. Des combinaisons de résistances, inductances et capacités résolvent le problème.

Cette étude est terminée par la description d'un récepteur de « qualité » utilisant une lampe à grille-écran en haute-fréquence, une lampe détectrice (par la plaque) et un pentode Des résistances additionnelles empêchent les couplages entre circuit de plaque.

Decaux.

DIVERS

Mesures de la durée de l'écho et de l'absorption du son ; E. Meyer et P. Just, *El. Nachr. Techn.*, **5**, août 1928, 293-300. — Depuis Sabine, on admet que le son s'éteint dans une salle, suivant une loi exponentielle, d'autant plus vite que les surfaces des parois sont plus grandes et plus absorbantes. Mais cela n'avait pas été vérifié par enregistrement direct, et ne peut guère l'être avec des sons purs, parce, que la répartition du son n'est pas uniforme dans l'espace.

Les auteurs ont donc construit une source sonore, donnant des sons complexes de hauteurs variables. Elle consiste en un haut-parleur du type Rice-Kellog, alimenté par le battement de deux hétérodynes ; ce battement est lui-même modulé par la rotation d'un condensateur variable, mû par un moteur. On obtient ainsi un ensemble complexe de sons simples compris entre deux hauteurs limites connues.

D'autre part, l'intensité sonore est mesurée par un microphone Reisz suivi d'amplificateurs, le courant étant enregistré photographiquement par un galvanomètre Kipp et Zonen.

L'ensemble, expérimenté dans diverses salles, a bien confirmé la décroissance exponentielle du son. Les mesures faites ont également montré que l'absorption des objets et des parois varie grandement avec la fréquence. Par exemple, une personne produit dans une salle une absorption égale à celle d'une fenêtre ouverte, ayant, pour la fréquence 150, une surface de 0,04 mètre carré ; pour la fréquence 600, une surface de 0,7 m²; pour les fréquences supérieures à 2.400, une surface de 1,4 m². De même, les tentures appliquées contre la paroi absorbent beaucoup plus les fréquences élevées ; pour obtenir une absorption uniforme, il faut les écarter franchement de la paroi.

Ces remarques ont diverses applications à l'acoustique des auditoriums et salles de concert.

P. David.

CLASSEMENT DES ANALYSES DU TOME VII (1)

N°s de Référence	TITRES DES ANALYSES

GENERALITES — HISTORIQUES — OUVRAGES GENERAUX REVUES PERIODIQUES

RADIO-FREQUENCES

Théorèmes généraux ; méthodes de calcul; théorème d'Heaviside ; couplage ; champ électromagnétique.

(1) Cette classification est faite sur le même schéma que la table des matières des articles et des analyses parus dans les six premières années de l'O. E. et qui va être envoyée incessamment à nos lecteurs.

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
20	Résonance parallèle et anti-résonance. — SEELEY (W.-J.), nov. 1928, p. 60.
21	Compensateur à courant alternatif à grand domaine de fréquence. — LION (K.), nov. 1928, p. 60.
	Mesures des longueurs d'onde et des fréquences, ondemètres, fils de Lécher, multivibrateur, quartz...
22	Analyseur pour ondes électriques complexes. — LANDEEN (A. G.), fév. 1928, p. 9.
23	Description d'un ondemètre hétérodyne de 10 à 20.000 mètres. — COLEBROOK (F.-M.), juil. 1928, p. 34.
24	Note sur l'exactitude des condensateurs variables à air pour ondemètres. — GRIFFITHS (W.-H.-F.), juil. 1928, p. 35.
25	Un nouveau modèle d'ondemètre étalon secondaire. — GRIFFITHS (W.-H.-F.), août 1928, p. 38.
26	La comparaison des hautes fréquences par harmoniques au moyen de l'oscillographe cathodique. — RANGACHARI (T.-S.), août 1928, p. 38.
27	Détermination précise des fréquences. — HORTON (J.-W.) et HARRISON (W.-A.), sept. 1928, p. 44.
28	Une méthode précise pour la mesure des hautes fréquences. — BAYNE-AIKEN (Ch.), sept. 1928, p. 45.
29	Mesures des fréquences. — BEDEAU (F.) et DE MARE (J.), nov. 1928, p. 61.
	Mesures des intensités, tensions et amplifications ; voltmètres amplificateurs.
30	Mesure des courants intenses de haute fréquence. — NYMAN (A.), mai 1928, p. 28.
31	Une nouvelle méthode d'étalonnement des ampèremètres pour haute fréquence. — HAZEL (H.-C.), août 1928, p. 38.
32	Relation entre la fréquence et la tension d'éclatement dans un voltmètre à boules. — REUKEMA (L.-E.), fév. 1928, p. 10.
33	Essais de transformateurs basse fréquence. — DIAMOND (H.) et WEBB (J.-S.), fév. 1928, p. 9.
34	Note sur les essais d'amplificateurs basse fréquence. — DICKEY (E.-T.), fév. 1928, p. 10.
35	Appareils pour les mesures d'amplification des lampes multiples et des amplificateurs à plusieurs étages. — GABRIEL (F.), mars 1928, p. 17.
36	Le contrôle de la qualité dans un ensemble de radio-diffusion. — SANDEMANN (E.-K.), nov. 1928, p. 61.
	Mesures des capacités et constantes diléectriques.
37	L'exactitude et la permanence de l'étalonnage des condensateurs variables à air pour ondemètres de précision. — GRIFFITHS (W.-H.-F.), juil. 1928, p. 34.
38	Mesure des capacités internes d'un triode par un système de compensation à transformateur. — WHEELER (H.-A.), sept. 1928, p. 45.
39	Pont pour la mesure des admittances internes des tubes à vide. — HOCH (E.-T.), sept. 1928, p. 46.

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Mesure des résistances (conducteurs, diélectriques, bobines, antennes...).
40	Note sur la mesure des pertes à haute fréquence dans les diélectriques. — WILMOTTE (R.-M.), fév. 1928, p. 9.
41	Pertes à haute fréquence dans le diélectrique d'une bobine à une seule couche. — JACKSON (W.), sept. 1928, p. 46.
42	Mesures de puissance et de rayonnement sur des antennes d'avion, etc... — EISSNER, FASSBENDER et KURLBAUM, oct. 1928, p. 52.
	Mesures de rayonnement ou de champ.
43	Mesures sur 2.L.O. — BARFIELD, fév. 1928, p. 12.
44	Enregistreur automatique d'intensité de signaux radioélectriques. — SALTMARSCH (B.), juin 1928, p. 32.
45	Mesures de puissance et de rayonnement sur des antennes d'avion, etc... — EISSNER, FASSBENDER et KURLBAUM, oct. 1928, p. 52.
	Formules, Tables, etc...
46	Appareils pour calcul de vecteurs. — WEINBACH (M.-P.), sept. 1928, p. 44.
47	Méthodes, formules et tables pour le calcul de la capacité des antennes. — GROOVER (F.-W.), nov. 1928, p. 60.
	RAYONNEMENT — PROPAGATION
	Théories d'ensemble ; phénomène et calcul du rayonnement ; formule de propagation ; couche conductrice de Kennely Heaviside ; ionisation etc. ; rôle du sol.
48	Expériences et observations relatives aux régions ionisées de l'atmosphère. — HEISING (R.-A.), août 1928, p. 38.
49	Formules pour la propagation des ondes. — HENRICK (G.-W.), oct. 1928, p. 52.
	Propagation : résultats expérimentaux.
	Petite distance.
50	La déformation du champ électromagnétique d'un émetteur par les bâtiments, etc... — KLIMKE (S.), fév. 1928, p. 12.
51	Sur l'étude de la propagation des ondes électriques, par les observations des usagers de la radio-diffusion. — KIEBITZ (F.), juil. 1928, p. 35.
52	Etude de la répartition d'un champ radioélectrique dans Philadelphie. — MELLWAIN (K.) et THOMPSON (W.-S.), sept. 1928, p. 46.
	Ondes courtes.
53	La propagation des ondes courtes à la surface de la terre. — PETROV, avril 1928, p. 20.
	Evanouissements.
54	Enregistreur automatique des évanouissements. — SMITH (Th.-A.) et RODWIN (G.), janv. 1928, p. 1.
55	Observations d'évanouissements réguliers d'une onde courte, causés par des variations de fréquence à l'émission. — EPPEN (P.), oct. 1928, p. 53.

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Effet des phénomènes météorologiques, astronomiques, magnétiques.
56	Troubles atmosphériques et activité solaire. — Austin (L.-W.), janv. 1928, p. 1.
57	Orages magnétiques et T. S. F. — Appleton (E.-.), fév. 1928, p. 12.
	Les antennes accordées, non accordées, groupées ou dirigées. Prises de terre. Contre-poids.
58	Rayonnement dirigé avec antenne horizontale — Meissner (A.), janv. 1928, p. 2.
59	Calcul des antennes dirigées. — Plendl (H.), janv. 1928, p. 2.
60	Agrandissement du domaine de réception des combinaisons dirigées de cadres et d'antennes. — Esau (A.), mars 1928, p. 18.
61	Compensation des courants induits entre antennes émettrices voisines. — Chireix (H.) et Willem (R.), mai 1928, p. 28.
62	Procédé pour la détermination de la hauteur effective d'une antenne réceptrice etc... — Dieckmann (M.), juil. 1928, p. 35.
63	Mesures de puissance et de rayonnement sur des antennes d'avion, etc. — Eissner, Fassbender et Kurlbaum, oct. 1928, p. 52.
64	Distribution du courant dans une antenne d'émission. — Wilmotte (R.-M.), oct. 1928, p. 52.
	Cadre, Rayonnement, Radiogoniométrie ; observations.
65	Expériences sur la radiogoniométrie des ondes courtes à la mer et à grande distance. — Fisher (F.-A.), fév. 1928, p. 13.
66	Expériences de jour et de nuit sur la radiogoniométrie des ondes courtes. — Michelsen (F.), fév. 1928, p. 13.
67	Agrandissement du domaine de réception des combinaisons dirigées de cadres et d'antennes. — Esau (A.), mars 1928, p. 18.
	Propagation sur fils.
68	La propagation des ondes électromagnétiques le long des fils. — Roessler (E.), janv. 1928, p. 1.
69	Propagation des ondes périodiques sur un système de fils parallèles. — Carson (Q.-R.) et Ray (S.-H.), mars 1928, p. 17.
	EMISSION
	Lampes : montages, rendement, théorie, stabilisation par quartz, excitation séparée, etc...
70	La durée de l'amorçage et de l'extinction des oscillations d'un tube générateur. Ses variations avec les conditions de fonctionnement — Pforte (W.-S.), janv. 1928, p. 2.
71	Production d'une fréquence fondamentale et d'une de ses harmoniques dans un générateur à triodes. — Walls (Hoy.-J.), fév. 1928, p. 13.
72	Oscillateur à triode intermittent. — Lauriston (S.-S.), fév. 1928, p. 14.
73	Un nouveau transformateur de fréquence. — Koga (I.), fév. 1928, p. 14.

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
74	Supports de quartz oscillants. — HITCHCOCK (R.-C.), fév. 1928, p. 14.
75	Utilisation des deux alternances pour l'alimentation d'un émetteur à cristal. — SCHENLL (F.-H.), mars 1928, p. 18.
76	Contribution à l'étude du montage « négadyne ». — WITTELMANN, avril 1928. p. 20.
77	Générateur de courants audibles à fréquence variable, avec stabilisation par quartz. — HUND (A.), mai 1928, p. 29.
78	Sur l'entretien simultané de deux oscillations par un seul triode. — MOGEL (H.), juil. 1928, p. 36.
79	Générateur à lampe de grande puissance pour ondes très courtes. — WECHSUNG (H.), oct. 1928, p. 53.
80	Emetteurs modernes de faible puissance ; émetteurs de radio-diffusion — Oct. 1928, p. 53.
81	Production d'ondes très courtes par la méthode de Barkhausen et Kurz, mais avec des tensions alternatives — WECHSUNG (W.), nov. 1928, p. 62.
	RECEPTION
	Qualités d'un récepteur.
82	L'amplification de haute qualité. — LACHLAN (N.-W.-Mc), sept. 1928, p. 47.
83	Le câblage scientifique. — MEDLAM (W.-B.), oct. 1928, p. 58.
84	La réception de la radiodiffusion. — Mc PHERSON (W.-L.), nov. 1928, p. 63.
85	Note sur l'amplification apériodique et son application à l'étude des parasites atmosphériques. — HUND (A.), nov. 1928, p. 64.
	Antennes et circuits, sélection ; constantes de temps.
86	Théorie de l'antenne réceptrice. — COLEBROOK (F.-M.), avril 1928, p. 20.
87	La réception radiophonique sans distorsion, etc... — VREELAND (F.-K.), août 1928, p. 42.
	Réaction : théorie ; circuits couplés ; double réaction.
88	La douceur de réglage de la réaction. — CASTELLAIN (A.-P.), sept. 1928, p. 47.
89	Recherches sur un dispositif récepteur pour ondes très courtes. — CORDS (O.), sept. 1928, p. 47.
90	L'effet de la réaction sur la force des signaux. — VAN DER POL (B.), oct. 1928, p. 54.
91	Influence de la capacité grille-plaque sur les détecteurs et amplificateurs B.F. — MEDLAM (W.-B.), nov. 1928, p. 62.
	Amplification : généralités ; puissance et distorsion.
92	La modulation dans les tubes amplificateurs. — PETERSON (E.) et EVANS (H.-P.), janv. 1928, p. 4.
93	Théorie du dernier étage d'amplification. — VON ARDENNE (M.), mars 1928, p. 19.
94	Le fonctionnement des lampes en parallèle. — DENMAN (R.-P.-G.), avril 1928, p. 21.

N°s de Référence	TITRES DES ANALYSES
95	La bonne qualité (de la reproduction téléphonique) dans les amplificateurs H.F. — INGLIS (C.-C.), mai 1928, p. 29.
96	Le dernier étage d'amplification. — Août 1928, p. 39.
97	Au sujet de l'amplification de puissance sans distorsion. — FORSTMANN (A.), juin 1928, p. 32.
98	Pour éviter le passage de la haute fréquence dans l'amplificateur de basse fréquence. — SOWERBY (A.-L.-M.), août 1928, p. 40.
99	La lampe à grille-écran en comparaison avec le triode — HARMON (J.), août 1928, p. 42.
100	Une nouvelle lampe de puissance. — WARNER (O.-R.), SUTHERLIN (L.) et LPP (C.-B.), sept. 1928, p. 50.
101	Le problème du dernier étage d'amplification. — TELLEGEN (B.-O.-H.), oct. 1928, p. 55.
102	La résistance des batteries de plaque et de distorsion. — PAGE (W.-I.-G.), oct. 1928, p. 55.
103	Limiteur de tension pour amplificateur. — KAPPELMAYER (O.), nov. 1928, p. 63.
104	L'étage de sortie et le pentode. — LACHLAN (N.-W.-M.), nov. 1928, p. 66.
	Amplification.
	Montages à résistances.
105	Montage des triodes en relais à variation brusque en courant continu. — MINORSKY (N.), janv. 1928, p. 3.
106	Calcul de la capacité apparente dans les amplificateurs à résistance. — VON ARDENNE (M). et STOFF (W.), janv. 1928, p. 4.
107	De l'influence d'une résistance élevée placée dans le circuit de plaque, sur la résistance de grille des tubes amplificateurs. — DORING (E.), juil. 1928, p. 36.
108	La perte des notes élevées dans les amplificateurs à résistances. — SOWERBY (A.-L.-M.), août 1928, p. 39.
109	Calcul d'amplificateurs à résistances. — SOWERBY (A.-L.-M.), août 1928, p. 40.
110	Détecteur amplificateur à couplage direct avec réglage automatique de la tension grille. — LOFTIN (E.-H.) et WHITE (S.-Y.), août 1928, p. 40.
111	Capacité entre électrodes et amplificateur à résistances. — HARTSHORN, nov. 1928, p. 62.
112	Amplificateurs basse fréquence à résistances. — MAYER (H.-F.), nov. 1928, p. 63.
113	La lampe à grille-écran. — WILLIAMS (N.-H.), nov. 1928, p. 66.
	Montages à self ou résonances.
114	La stabilité de l'amplificateur haute fréquence à circuit-grille et plaque accordés. — BEATTY (R.-T.), avril 1928, p. 21.
115	Amplification basse fréquence avec couplage par selfs. — KAFKA (H.), août 1928, p. 39.
116	La lampe à grille-écran en comparaison avec le triode. — HARMON (J.), sept 1928, p. 49.
	Montages à transformateurs.
117	Amplificateurs à transformateur accordé. — GLASCOW (R.-S.), sept. 1928, p. 46.

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
118	Un nouveau montage push-pull. — Branch (L.-E.-T.), sept. 1928, p. 49.
119	Sur l'amplificateur basse fréquence par transformateurs. — Reppisch (H.), nov. 1928, p. 62.
	Neutrodyne.
120	Sur la compensation des capacités nuisibles et des couplages parasites dans les tubes à vide. — Von Ardenne (M.) et Stoff (W.), oct. 1928, p. 55.
	Détection : par lampes (grille, plaque).
121	Caractéristiques « dynamiques » de grille et autres moyens pour l'étude de la détection par la grille. — Barclay, janv. 1928, p. 3.
122	Note sur la détection par condensateur et résistance de grille. — Roberts (M. van B.), mars 1928, p. 19.
123	Sur la détection par la plaque. — Von Ardenne (M.), mai 1928, p. 29.
124	Détection par la plaque et la grille. — Sowerby (A.-L.-M.), août 1928, p. 40.
125	Détection par la plaque ou par la grille. — Castellain (A.-P.), août 1928, p. 40.
126	La qualité de la réception et la détection par la plaque. — Sowerby (A.-L.-M.), août 1928, p. 40.
127	Le tétrode comme détecteur. — English (J.), sept. 1928, p. 47.
128	Détection par la grille avec les triodes à vide poussé. — Ballantine (S.), oct. 1928, p. 53.
	Détection par contacts.
129	Etudes sur la galène synthétique et théorie nouvelle du détecteur à cristal. — Ogawa, Nemoto et Kaneko, janv. 1928, p. 4.
130	Revue d'ensemble sur le détecteur à cristal. — Schleede (A.) et Buggisch (H.), mars 1928, p. 18.
	Antiparasites, antifadings, antibrouillages (trains, tramways, etc.) récepteurs spéciaux.
131	Un système anti-parasite. — Tubbs, août 1928, p. 41.
132	Réduction des perturbations atmosphériques. — Carson (J.-R.), oct. 1928, p. 55.
	EXPLOITATION — APPLICATIONS
	Télégraphie. Grandes stations. Centres radio.
133	Sur la théorie de la télégraphie à très grande vitesse. — Ludenia (W.), fév. 1928, p. 15.
134	Résultats obtenus par l'amélioration des prises de terre du poste de Varsovie. — Radio, avril 1928, p. 22.
	Téléphonie. Modulation. Radio-diffusion.
135	Observations sur la radio-diffusion simultanée par plusieurs émetteurs de même longueur d'onde. — Eppen, janv. 1928, p. 5.
136	Systèmes pour communications radiotéléphoniques secrètes. — Brown (O.-F.), janv. 1928, p. 5.

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
137	Possibilités et limites de la radio-diffusion sur une fréquence commune. — De Loos (K.), Martin (G.-D.), Gillet, Lemis (I.-S.), janv. 1928, p. 6.
138	Transatlantic Telephony. — Jewett (F.-B.), janv. 1928, p. 7.
139	Nouveautés dans les transmissions radiophoniques. — Schaffer, janv. 1928, p. 7.
140	Une méthode de téléphonie sans onde porteuse. — Grigoriev (A.), avril 1928, p. 21.
141	Caractéristiques techniques du poste « Nouveau Komintern », avril 1928, p. 22.
142	Le circuit téléphonique New-York-Londres. — Wright (S.-B.) et Silent (H.-C.), avril 1928, p. 24.
143	Essais de téléphonie « sur bandes latérales » avec des ondes courtes. — Robinson (H.), sept. 1928, p. 48.
144	La transmission radiotéléphonique par ondes courtes dirigées et la station d'essais de communication Paris-Alger. — Willem (R.), sept. 1928, p. 48.
145	« Pour diminuer la congestion de la radio ». — Duncan (R.-D.), sept. 1928, p. 49.
146	Emetteurs modernes de faible puissance ; émetteurs de radio-diffusion. — Oct. 1928, p. 53.
147	Quelques nouveaux points de vue sur la répartition en Europe des longueurs d'onde pour radio-diffusion. — Siffer-Lemoine, oct. 1928, p. 56.
148	Radiotéléphonie transatlantique. Organisation et fonctionnement du service. — Waterson (K.-W.), nov. 1928, p. 64.
149	Téléphonie sur ondes extrêmement courtes. — Hollmann (H.-L.), nov. 1928, p. 64.
150	La radio-diffusion en Suède, Norvège et Danemark. — Taranger (A.), nov. 1928, p. 65.
151	La station radio de Kalundborg. — Christiansen (K.), nov. 1928, p. 65.
152	Un dispositif de modulation pour un émetteur destiné aux études d'échos sur la couche de Kennelly-Heaviside. — Tuve (M.-A.) et Dahl (O.), nov. 1928, p. 66.
	Télémécanique.
153	Emploi des courants à haute fréquence pour la télécommande. — — Boddie (C.-A.), janv. 1928, p. 5.
154	La nouvelle vedette télémécanique, système S.F.R. — Chauveau, fév. 1928, p. 15.
155	La commande à distance des radio-récepteurs. — Ristow (A.), sept. 1928, p. 48.
	Transmission des images ; Télévision.
156	Télévision. — Ives (H.-E.), avril 1928, p. 22.
157	Production et utilisation des signaux en télévision. — Gray (F.), Horton (J.-W.) et Mathes (R.-C.), avril 1928, p. 23.
158	Synchronisation de la télévision. — Stoller (H.-M.) et Morton (E.-R.), avril 1928, p. 23.
159	Transmission de la télévision sur fil. — Gannett (D.-K.) et Green (E.-I.), avril 1928, p. 24.
160	Transmission de la télévision sans fil. — Nelson (E.-L.), avril 1928, p. 24.

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
161	La téléphotographie. — KETTE (G.) et KIEL (W.), nov. 1928, p. 65.
162	L'état actuel du problème de la télévision. — VALENSI (G.), nov. 1928, p. 65.
163	Progrès de la télévision. — Nov. 1928, p. 65.
	Abord d,engins mobiles : avions, bateaux.
164	Radiocommunications sur trains en marche. — FORBES (H.-C.), janv. 1928, p. 6.
165	De l'emploi des ondes courtes pour le trafic avec les aéronefs : essais entre Berlin et Madrid. — KRÜGER (K.) et PLENDL (H.), oct. 1928, p. 56.
166	Les radio-communications et la navigation aérienne. — ROSS-GUNN, oct. 1928, p. 56.
	Sur Fils : H. F. sur lignes.
167	Téléphonie haute fréquence sur les lignes de transport de force. — BODDIE, janv. 1928, p. 6
168	Capacités de couplage pour les installations à courant porteur. — BELT (T.-A.-E.), fév. 1928, p. 15.
169	L'application des amplificateurs à tubes aux câbles sous-marins. — CURTIS (A.-M.), mars 1928, p. 19.
	Applications diverses (géographie, signaux horaires, cellules, médecine, etc...).
170	Quelques nouvelles applications des ondes courtes. — TAYLOR (J. et W.), nov. 1928, p. 66.
	MATERIEL
	Lampes : Généralités, physique interne ; calcul et constructions. Modèles spéciaux à 4, 5 électrodes ; lampes en courants alternatifs.
171	Perforation de l'enveloppe en verre d'une triode émettrice. — YUJIRO KUSUNOSE, mars 1928, p. 20.
172	Les lampes d'émission en quartz. — MORRIS-AIREY (M.), SHEARING (G.) et HUGHES (H.-G.), avril 1928, p. 25.
173	Le tracé automatique des caractéristiques des lampes à plusieurs électrodes. — Avril 1928, p. 25.
174	Caractéristiques dynamiques des tubes amplificateurs et détermination de la « perméabilité » (Durchgriff) optima. — FORSTMANN (A.) et SCHRAMM (E.), avril 1928, p. 25.
175	Sur le mode de formation des filaments à oxydes. — DÉTELS (F.), mai 1928, p. 30.
176	Le frenotron. — Août 1928, p. 42.
177	Courbes caractéristiques des tétrodes. — HALL (N.-R.), août 1928, p. 42.
178	Le tube à vide inversé, abaisseur de tension. — TERMAN (F.-E.), sept. 1928, p. 49.
179	Caractéristiques et applications des tubes à quatre électrodes. — WARNER (J.-C.), sept. 1928, p. 50.
180	Théorie approchée de la lampe à grille-écran. — BRAIN (B.-C.), sept. 1928, p. 50.

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
181	Une nouvelle lampe de puissance. — Warner (D.-R.), Sutherlin (L.) et Upp (C.-B.), sept. 1928, p. 50.
182	L'influence des émissions secondaires des métaux sur le fonctionnement des lampes à trois électrodes. — Le Boiteux (H.), sept. 1928, p. 51.
183	La compensation des capacités nuisibles et des couplages parasites dans les tubes à vide. — Von Ardenne (M.) et Stoff (W.), oct. 1928, p. 55.
184	Puissant tube amplificateur à vapeur de mercure. — Lubcke (E.), oct. 1928, p. 56
185	Le Pentode — Page (W.-I.-G.), oct. 1928, p. 57.
186	Un appareil donnant les constantes des lampes par lecture directe. — Scroggie (M.-G.), nov. 1928, p. 61.
187	La lampe à grille-écran. — Williams (N.-H.), nov. 1928, p. 66.
188	L'étage de sortie et le pentode. — Lachlan (N.-W.-M.), nov. 1928, p. 66.
	Transformateurs. H. F., M. F., B. F.
189	Transformateurs basse fréquence. — Thomson (J.-M.), fév. 1928, p. 16
190	Le fonctionnement des transformateurs entre résistances ohmiques. — Feldtkeller et Bartels, oct. 1928, p. 54.
	Hauts-Parleurs.
191	Le haut-parleur. — Le Corbeiller, janv. 1928, p. 7.
192	Dispositif enregistreur permettant de relever les courbes des téléphones et haut-parleurs en fonction de la fréquence. — Grutzmacher (M.) et Meyer (E.), fév. 1928, p. 11.
193	Sur la distorsion non-linéaire des haut-parleurs et des écouteurs. — Meyer (E.), fév. 1928, p. 11.
194	Le haut-parleur « cone ». — Hill (S.), mars 1928, p. 20.
195	Haut-parleurs à grande puissance et à grand rendement. — Hanna (C.-R.), août 1928, p. 42.
	Microphones.
196	Microphones de qualité. — Hartmann (C.-A.), janv. 1928, p. 7.
197	Calcul des propriétés acoustiques du condensateur microphonique. — Jakowleff (J.), avril 1928, p. 25.
198	Analyse d'un montage de condensateur microphonique. — Jakowleff (J.), août 1928, p. 42.
199	Amplificateurs et transformateurs microphoniques. — Kirke (H.-L.), oct. 1928, p. 54.
	Sources de courant.
200	Les filtres électriques. Alimentation des postes récepteurs. — Veaux, fév. 1928, p. 16.
201	L'alimentation des postes récepteurs par le secteur. — Courset (Ph.-R.) et Andrewes (H.), mai 1928, p. 29.
202	Un nouveau type d'accumulateurs à plomb et amalgame de zinc. — Goubarev (G.), août 1928, p. 43.
203	Redresseur à tube thermoionique. — Kuhlmann (J.-K.) et Barton (J.-P.), sept. 1928, p. 51.
204	Dispositif d'alimentation des postes radio-récepteurs par le secteur (alternatif). — Grouse (G.-B.), oct. 1928, p. 57.

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
205	Causes et remèdes du ronflement produit par le chauffage des tubes amplificateurs sur un courant alternatif. — KIMMEL (W.-J.), oct. 1928, p. 57.
206	L'emploi du courant alternatif pour le chauffage des filaments. — CATLEY, oct. 1928, p. 58.
	SUJETS NON SPECIAUX A LA T. S. F. OU EN DEHORS DE LA T. S. F.
207	Méthode de détermination d'extremums pour les fonctions de variables complexes. — ROBERTS (W. van B.), janv. 1928, p. 8.
208	Combinaisons régulières d'éléments acoustiques. — MASON (W.-P.), janv 1928, p. 8.
209	Analyseur pour fréquences audibles. — MOORE et CURTISS, janv. 1928, p. 8.
210	Installations modernes pour la reproduction de la musique et de la parole. — KUHN, janv. 1928, p. 8.
211	Une nouvelle méthode pour l'analyse du son. — GRUTZMACHER (M.), avril 1928. p. 26.
212	Perception des sons par le sens du toucher. — GAULT (R.-H.), avril 1928, p. 26.
213	Reproduction électrique des disques de phonographe. — KELLOG (E.-W.), juin 1928, p. 33.
214	Elévateur de tension par capacité pour courant continu de petite puissance. — ROZING (B.-L.), juin 1928, p. 33.
215	Appareils étalons de transmissions téléphoniques et technique des mesures de microphones, écouteurs, etc... — COHEN (B.-S.), juin 1928, p. 33.
216	Sur le fonctionnement des filtres placés entre deux résistances ohmiques. — FELDTKELLER (R.), août 1928, p. 43.
217	Lignes et filtres électriques. — WAGNER (K.-W.), sept. 1928, p 49.
218	Influence de la distorsion non linéaire, due au fer, sur la qualité et l'intelligibilité d'une transmission téléphonique. — BEKESY (G.-V.), oct. 1928, p. 58.
219	Mesures de la durée de l'écho et de l'absorption du son. — MEYER (E.) et JUST (P.), nov. 1928, p. 67.
220	Mesures de dispersion dans le domaine des ondes électriques courtes. — W. HEIM, mars 1928, p. 17.
221	Pouvoir inducteur à l'état gazeux. — CORDONNIER et GUINCHANT, mars 1928, p. 18.

CLASSEMENT DES ANALYSES

par noms d'auteurs suivant l'ordre alphabétique.

Bar-le-Duc. — Imprimerie Comte-Jacquet.

